

LAMPIRAN A
SPESIFIKASI DAN UKURAN SECARA UMUM ANTENA 32 SLOT
PABRIKAN SEBAGAI PERBANDINGAN
(SUMBER : *WWW.BESTPARTNER.BIZ*)

Vector Dual 2.4 GHz – 20 dBi

Antenna designed for the base stations, it has very high 22dBi gain characteristics. It has an semi-uniform signal radiation in horizontal polarization. It works perfectly with the PARTNER antenna.

Installation:

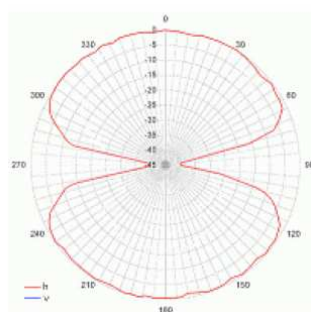
1. Mount antenna to a mast using included handle.
2. Set up polarization. For horizontal polarization, the antennas surface should be set horizontal, for vertical polarization, the antennas surface should be set vertical.
3. Direct the antenna onto the second antenna to make a connection link.
4. Connect the antenna's N-connector with the low-loss cable (H155, H1000).
5. Protect the connection spot with a thermo-shrinkable screen or wax.

Technical specification:

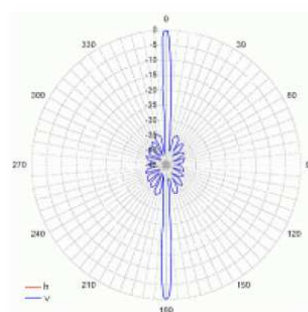
Gain	20 dBi
Frequency	2400 - 2500 MHz
Vertical beam width	3 degrees
Horizontal beam width	2 sides by 120 degrees
Impedance	50 Ohm
VSWR	1.2
Connector	N(f) socket
Dimensions	1450 / 100 / 25 mm
Weight	2.7 kg
Backward radiation	-
Polarization	vertical
Standard	Full compatibility with IEEE 802.11x
Mounting	Mast handle, diameter from 1/2 to 7/4 inch (allows full rotation).

Polarization:

Horizontal polarization:



Vertical polarization:



LAMPIRAN B
SPESIFIKASI DAN UKURAN ANTENA SECARA DETAIL ANTENA 32
SLOTTED *WAVEGUIDE* SEBAGAI PERBANDINGAN (SUMBER :
ORGANISASI RADIO AMATIR)

Patokan Ukuran Standar dalam Pembuatan Antena Slot

Information below is from the old Brian Yee WEB page Slot Antenna Design Stephen Bell, KB7TRZ

Introduction

This paper was presented at the 40th Annual West Coast VHF/UHF Conference held on May 5-7 (1995?) in Cerritos, CA. Some editing was done to make it suitable for this WEB page.

Abstract

Slot antennas can be used for fixed stations, satellite ground stations and beacons. With proper mounting, a slot antenna can also be used for 'microwave mobile'. With a 16-slot total, the antenna can have 10-12 dBi gain. Slot antennas can be built from surplus waveguide sections, which will give an omnidirectional pattern and horizontal polarization. This paper offers a computer aided method to calculate the proper dimensions for the slots and their locations. Because the antenna is of one-piece construction, it is rugged and can be built cheaply, requiring only access to a reasonably precise drill press or milling machine. (Note: A precise milling machine is almost a necessity...de W3RJW)

Getting Ready

The first step in construction of the antenna is to select a section of waveguide which covers the desired frequency. Waveguide dimensions for several microwave bands are listed in table 1. If your waveguide doesn't match the dimensions exactly, go ahead and run the program. The program will tell you if the waveguide is too small (if you attempt to operate a waveguide below its cutoff frequency, it will have unacceptable SWR and losses)

Usable Frequency (GHz)	Typical Waveguide	Long Dimension "a" Inches	Short Dimension "b" Inches
1.12-1.7	WR650	6.500	3.250
1.7-2.6	WR430	4.300	2.150
2.2-2.3	WR340	3.400	1.700
2.6-3.95	WR284	2.840	1.340
3.3-4.9	WR229	2.290	1.145
3.95-5.85	WR187	1.872	.0872
4.9-7.05	WR159	1.590	.0759
7-11	WR102	1.020	0.510
8.2-12.4	WR90	0.900	0.400
10-15	WR75	0.750	0.375
18-26.5	WR42	0.420	0.170

TABLE 1 – Waveguide Dimensions

Running the Computer Aided Design File

Once the waveguide has been selected, just enter its cross-sectional dimensions and the desired operating frequency into MathCad program file **slot_ant.mcd* or *slot_a2.mcd*. In order to edit the file and make the calculations, you must have a copy of MathCad running under MS Windows. The program file references the slot antenna dimensions shown in Figure 1. Note that all calculated dimensions (from the MathCad program) are given in both inches and millimeters. For the best pattern, a pair of ground planes (wings) can be added to either side of the antenna. The 'wings' should be flush with the top of the waveguide and extend at least a half wavelength below the bottom slot. The wings need to protrude out from the sides by several wavelengths, if possible.

Machining the Slots

Drill Press - "Just" drill many overlapping holes, then file out the slots to the desired dimensions.

Milling Machine - The ideal method: fast and accurate, less prone to mistakes.

Feeding the Antenna

The simplest feed for the slot antenna is to use a coaxial to waveguide transition. These transitions are often available on the surplus market. (Note: Another method is build the antenna long on the bottom and use a N chassis mount jack and probe antenna to replicate a transition as part of the antenna ...de W3RJW)

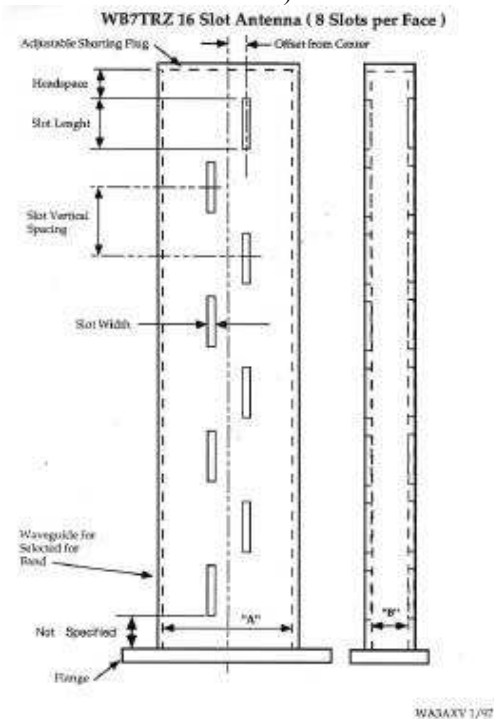


Figure 1. Front View of Waveguide Slot Antenna

MathCad Software

There are two versions of the MathCad slot antenna program. It was discovered that the original program running on MathCad 3.1 had some problems when users tried to run it

on later versions, namely Version 6.0, etc. For users of the older MathCad, use **slot_ant.mcd*, otherwise use *slot_a2.mcd*. Many thanks to Steve Muther, WF6R, for getting the program running in MathCad 6.0.

Ham Band Slot Antennas

Here are some worked examples of waveguide slot antennas using the MathCad program by Stephen Bell. These examples are based on a **16-slot design** (8 slots per face). All dimensions are in inches.

Band (MHz)	Waveguide	"a" Dim.	"b" Dim.	Offset from Center	Slot Length	Slot Vert. Spacing	Slot Width	Head-Space
1296	WR650	6.50	3.25	0.49	4.46	6.39	0.64	6.39
2304	WR340	3.40	1.70	0.21	2.56	3.90	0.39	3.90
3456	WR284	2.84	1.34	0.31	1.71	2.57	0.26	2.57
3456	WR229	2.29	1.15	0.15	1.71	2.57	0.26	2.57
5760	WR187	1.87	0.87	0.25	1.02	1.23	0.12	1.23
5760	WR159	1.59	0.76	0.15	1.03	1.34	0.13	1.34
10368	WR102	1.02	0.51	0.14	0.57	0.69	0.07	0.69
10368	WR90	0.90	0.40	0.08	0.57	0.74	0.07	0.74
10368	WR75	0.75	0.38	0.05	0.57	0.88	0.09	0.88
24192	WR42	0.42	0.17	0.05	0.24	0.30	0.03	0.30

Below are several more antennas using the MathCad program. These are **32 Slot** antennas (16 slots per face)... de W3RJW

Band (MHz)	Waveguide	"a" Dim.	"b" Dim.	Offset from Center	Slot Length	Slot Vert. Spacing	Slot Width	Head-Space
5760	WR159	1.59	0.76	.103	1.025	1.341	0.134	1.341
10368	WR90	0.90	0.40	0.059	0.570	0.736	0.074	0.736

Below is an **8 Slot** design for 2304 MHz (4 slots per face)... de W3RJW

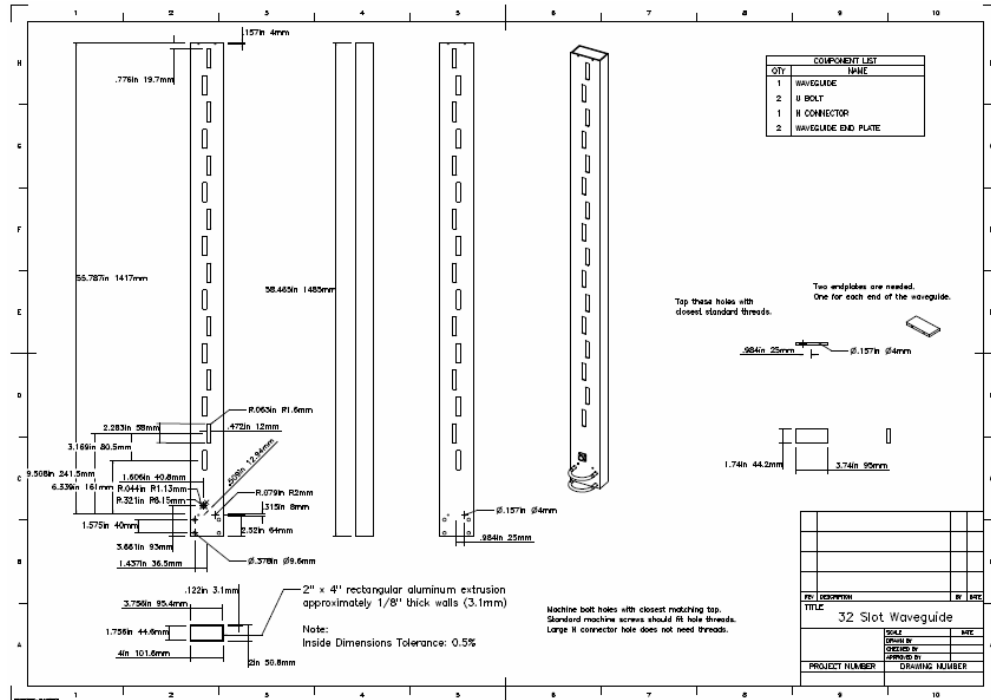
Band (MHz)	Waveguide	"a" Dim.	"b" Dim.	Offset from Center	Slot Length	Slot Vert. Spacing	Slot Width	Head-Space
2304	WR340	3.40	1.70	0.296	2.563	3.901	0.390	3.901

**Brian Yee's home page no longer exists as far as I can tell. Likewise the links to*

the programs are also gone. Here is a link to a basic program that purports to perform the same calculations as the MathCad programs.

<http://www.ham-radio.com/sbms/sd/slotant.htm>

de W3RJW



LAMPIRAN C
SPESIFIKASI DAN ANTENA HASIL PENGUJIAN ANTENA *SLOTTED*
***WAVEGUIDE* SEBAGAI PERBANDINGAN (SUMBER :**
***WWW.TREVORMARSHAL.COM*)**

	802.11b WLAN Waveguide Antennas Unidirectional & Omnidirectional High gain, Simple construction author: Trevor Marshall	
---	--	--

Please Google the net for updated info supplementing this 2001 article

48 Km in Western Australia [from waveguide to Biquad/dish](#)

[Australian group](#) gets 7Km from the waveguide antennas

**Link to my tutorial '[Antennas Enhance WLAN Security](#)' from
BYTE.com, October, 2001**

Waveguides? Aren't they a bit complicated?

In a word, Yes! Microwave technology is pretty esoteric, and it used to be reserved for the "spooks" designing electronic warfare systems, radars, and the like.

But microwave equipment has been steadily penetrating into mainstream applications. Microwave ovens (operating at 2.4GHz) have already been with us for several decades. These have been joined by satellite dishes and LNBs operating at 10GHz and more recently, multichannel 2.4GHz cordless phones.

Microwave technology seems complex because we have left the boffins in charge for too long. Microwave text books have been written by academics who revel in every detailed equation. But you don't really need to know about Poynting vectors or Maxwell's equations to deploy a really effective Wireless LAN. Let me show you how simple it really is...

What is the 2.4GHz ISM Band?

Wireless networking systems using the 802.11b standard operate in the 2.4GHz ISM band. Other services, including microwave ovens, medical equipment, and cordless phones also operate in the ISM band. The IEEE 802.11b standard defines how WLAN networking will be configured, and how interference can be minimized from the other services operating at the same frequencies.

Channel ID	US/Canada	Europe	France	Spain	Japan
1	2412	2412	-	-	2412
2	2417	2417	-	-	2417
3	2422	2422	-	-	2422
4	2427	2427	-	-	2427
5	2432	2432	-	-	2432
6	2437	2437	-	-	2437
7	2442	2442	-	-	2442
8	2447	2447	-	-	2447
9	2452	2452	-	-	2452
10	2457	2457	2457	2457	2457
11	2462	2462	2462	2462	2462
12	-	2467	2467	-	2467
13	-	2472	2472	-	2472
14	-	-	-	-	2484

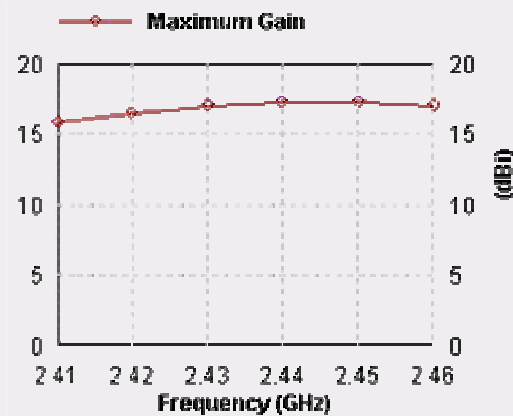
A WLAN receiver can use any of these channels, and can automatically hop from channel to channel if interference is encountered. An 802.11b antenna for the US and Canada should radiate well between 2410 and 2460 MHz.

Slotted Waveguide Antennas

Unlike wideband antennas like [the biguad](#), slotted waveguides are resonant antennas, and have a relatively narrow operating frequency range. The designs I am describing on this page have an adequate bandwidth for any WLAN, but they have been carefully designed and must be equally carefully constructed.

The major attraction of a slotted waveguide design is its simplicity. Once you have built the first one it is very simple to build many more.

The gain varies little across the 802.11b spectrum, dropping a little bit at the extreme ends.



How I Produced These Designs and Charts

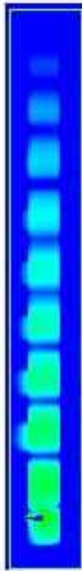
These slotted waveguide designs are the result of lengthy simulation using [Zeland Software's](#) Fidelity and IE3D electromagnetic simulators. Fidelity is much better at modelling waveguide structures than [my favorite simulator, NEC2](#), but it is quite an expensive package, with a long learning curve...

Simulation can give you much more information about the performance of a microwave antenna than you get from building it. This is because there are severe limitations in the accuracy of measurements at microwave frequencies. Simulation makes it easier to see subtle interdependencies that would be very difficult to measure. In this case, I used the simulation to tell me how the antennas should behave, and then verified the performance both in my lab and on my antenna 'test range'. The results were surprisingly accurate - and attest to the quality of the Zeland Fidelity software.

How a Waveguide Antenna Works

A waveguide is a very low loss transmission line. It allows us to propagate signals to a number of smaller antennas (slots). The signal is coupled into the waveguide with a simple coaxial probe, and as it travels along the guide it traverses the slots. Each of these slots allows a little of the energy to radiate. The slots are in a linear array pattern, and the total of all the radiated signals adds up to a very significant power gain over a small range of angles close to the horizon. In other words, the waveguide antenna transmits almost all of its energy at the horizon, usually exactly where we want it to go. Its exceptional directivity in the elevation plane gives it quite high power gain. Additionally, unlike vertical colinear antennas, the slotted waveguide transmits its energy using HORIZONTAL polarization, the best type for distance transmission.

At left we can see a graphical representation of the E field intensity shortly after starting excitation of an 8 slot waveguide. The slots are to the left of the image. The coaxial probe is at the lower end of the image, and the field can be seen to be clumped at maxima every half wavelength as they travel up the waveguide. The waveguide airspace takes up the middle 1/2 of the bluespace, the rest is air in front of (to the left) and behind (to the right) the antenna.

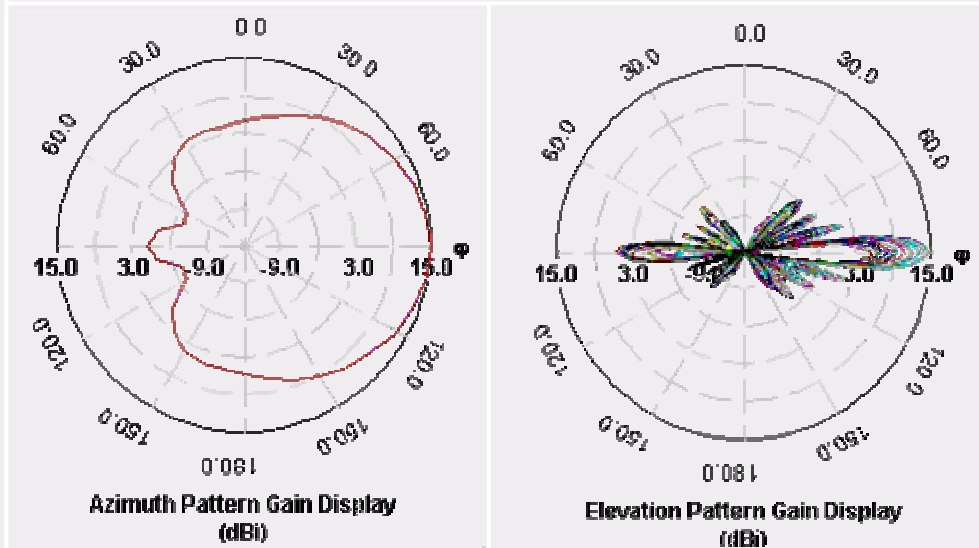


[If you click here](#) you can bring up a Windows Media Format Movie version. An [MPEG-1 version is at this link](#). You can see the wave travelling up the waveguide from the probe. The intensity of the E field is given by the color. Here we have primarily blue colors, about -40dB on the final (red) intensity which is achieved once the resonance is fully excited. When the signal first gets to the top and starts reflecting back down the air column it is still green, about -30dB from its ultimate intensity. Reflections are also occurring from the plug at the bottom of the airspace, and the sum effect of all these, including continual drive from the coaxial probe, allows the intensity to build up through yellow and red (0db) signal levels. You can see the signal radiating out the slots at the left of the image. The radiation intensity is less at the top than at the bottom in an 8 slot design, it is hard to radiate perfectly with such a limited number of slots.

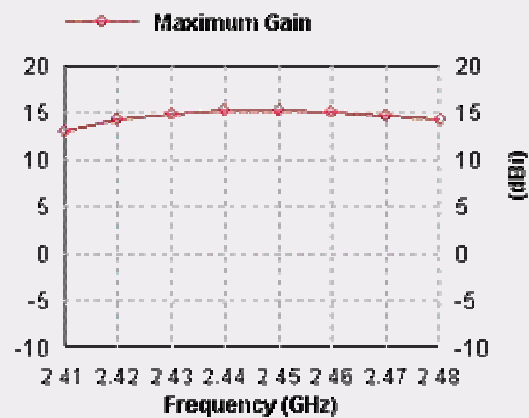
Unidirectional Waveguide Antennas

I am going to describe two unidirectional designs. The first has 8 slots and is about 30 inches long. The second has 16 slots and is about 5 feet long. Simple to construct, the 8-slot has been provided as a good starting point for an antenna novice. I built my 8 slot prototype using only hand tools.

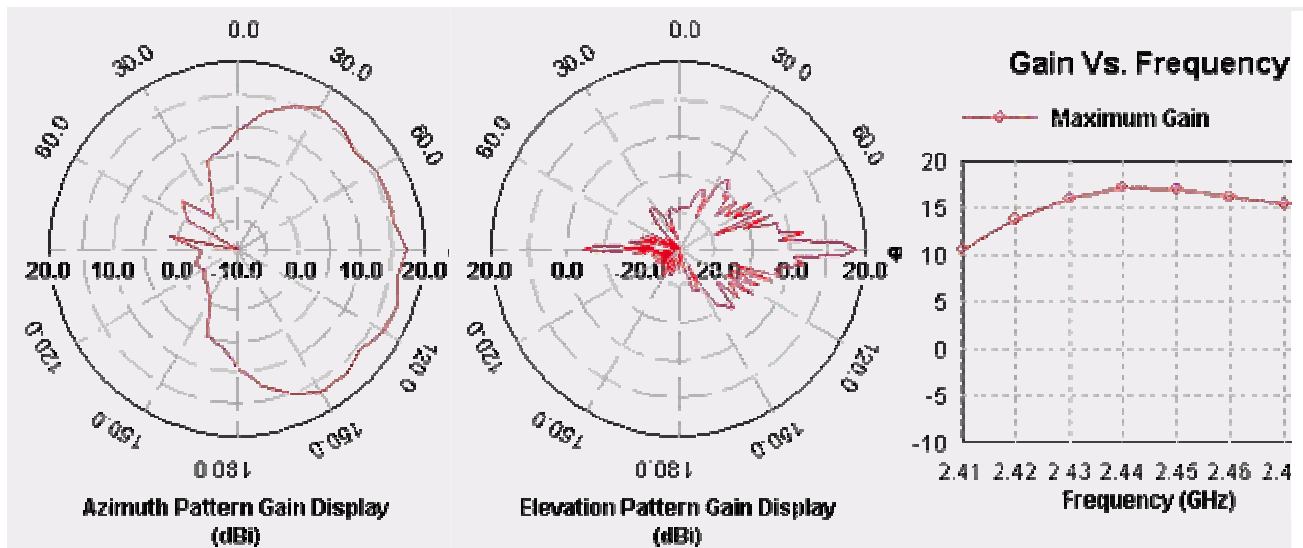
Simple 8 slot Unidirectional



Gain Vs. Frequency



High Performance 16 slot Unidirectional



The 16 slot design has been made to radiate over a wider beamwidth by the addition of "wings" to each side of the guide, flush with the front (slotted) surface. It is, of necessity, higher Q, and the higher gain is obtained over a narrower bandwidth. They can be expanded aluminium or sheet, and should extend 9.6 inches beyond the sides of the guide. They act as a ground plane for the slots. Do not change this dimension, it is two electrical wavelengths.

Omnidirectional Slotted Waveguide Antennas

The slotted waveguide has achieved most of its success when used in an omnidirectional role. It is the simplest way to get a real 15dBi gain over 360 degrees of beamwidth.

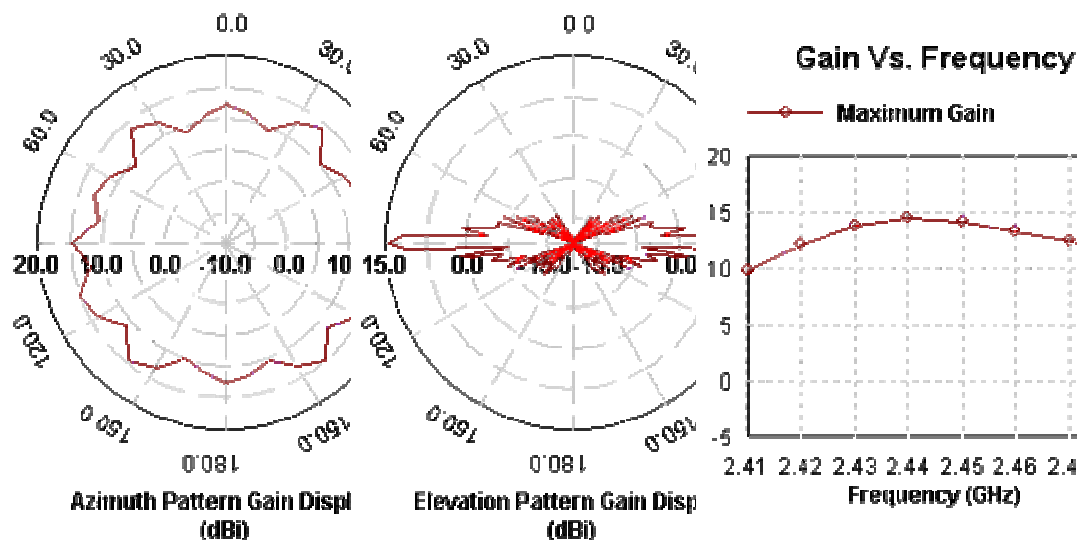
Horizontal Polarization in a wide area network can often double the number of users that can interconnect without interference. When using horizontally polarized BiQuads, or Patch antennas (*provided that they have been tested for good cross-polarization performance*) at the client site, these omnis will be 20 dB stronger than the signal from a similar vertical collinear. Conversely, vertically polarized receiver antennas will prefer the vertically polarized collinear over the slotted waveguide by a similar amount. Transmission on an immediately adjacent channel, (say, channels 5 or 7), normally not permissible because of interference, is now possible. So a judicious intermingling of horizontally polarized clients can talk with a horizontal central station on the same or adjacent channels that other clients are using with vertical polarization.

To make the unidirectional antenna radiate over the entire 360 degrees of azimuth, a second set of slots are cut in the back face of the waveguide. When looking straight at the face of the waveguide you will be able to see straight through both slots.

Unfortunately, unless a lot of slots are used, the antenna becomes more like a bidirectional radiator, rather than an omnidirectional. This antenna was invented in the 40's, and as our simulation and measurement technologies have become more accurate it is apparent that the slotted waveguide designs we have used in the past are far from optimum. The most common defect is a 'tilt' in the radiation pattern at

the extreme ends of the frequency range. This occurs when the wavelength of the signal travelling down the guide differs from the slot spacing.

My current favorite uses 32 slots to get 15dBi of gain, radiated in a uniformly omnidirectional manner. The large number of slots makes it easier to dissipate the energy from the waveguide. Like with the 16 slot unidirectional, two sets of "wings" (one set at each slot surface) are required to get equal radiation of energy over a full 360 degrees. Note that a higher Q is necessary to get all the slots illuminated evenly.



Note that the gain vs frequency curve is peaked at 2440, and it radiates well over all 14 channels.

The polar plot shows a highly directional radiation pattern with a main lobe pointing towards 0 degrees (right) and a gain of approximately 20 dBi. The radial scale ranges from 0.0 to 20.0 dBi, and the angular scale ranges from 0.0 to 180.0 degrees.

Highly Directional Slotted Waveguide Antennas

Sometimes it is useful to have a highly directional antenna. For example, when installing a point-to-point link between two buildings it is not desirable to have a wide angle of coverage. Any interference from other 802.11b devices (or microwave ovens) that are in the radiation zone will affect your link integrity.

The ideal antenna for such a situation is a dish, such as the [Primestar dish](#). When using my Biquad feed, it is possible to reject interference outside the dish's primary 5 degree cone by 30 dB or more.

But, if a 16 slot waveguide antenna is turned to a horizontal position, parallel with the ground, it will radiate vertical polarization. Its directivity in this plane is extremely good. As you can see

from the diagram to the left, most of the spurious lobes are more than 20 dB down from the main signal, and they are very narrow ([click to enlarge the image](#)). This performance is comparable with my commercial [HP2419G Parabolic Grid Antenna...](#)

So, if you don't have a dish handy, consider the possibility of using a pair of these slotted waveguides, parallel to the ground. They will work well. Very well...

Constructional Details for the 8 Slot Unidirectional Antenna

The base extrusion for all my slotted waveguides is 4 inch by 2 inch O.D. rectangular aluminum tubing with approx 1/8 inch thick walls. Inside dimensions are 3.756x1.756 inches (95.4mm x 44.6mm). These inside dimensions are critical, and must be within +- 0.040 inches or +-1mm if the antenna center frequency is to be +- 1 channel. I cut the end inserts from a 5/16 inch by 1 3/4 inch flat aluminum bar extrusion. There - those are the last dimensions I will give in inches, as millimetres are a much more accurate way to describe the dimensions for a microwave antenna. Waveguide antennas are fairly critical in their constructional dimensions, and are easiest to make with a CNC milling machine. **I have computed these designs so that they would be easy to replicate, and if you are plus or minus 1 mm the design will work fine - but you must be careful.** I used [a jig](#), a hand operated [DeWalt heavy duty cut-out tool](#), [a 1/4 inch router bit](#), and lots of water to 'machine' my slots, and it worked fine (even if it was a little tedious).

"Please machine this slot to 59.417mm in length"

In the days before computing power was free, engineers spent their whole careers deriving formulae to try and describe the operation and design of Slotted Waveguides. You can find designs specified to 1 or 2 decimal places of a millimeter, but I have rounded everything off to the nearest millimeter. Since it was relatively easy for me to "build" structure after structure in the electromagnetic simulator, an understanding of the inter-dependance of each parameter came quite quickly. That understanding takes away the 'black magic' that used to be associated with design of these antenna systems.

Really folks - plus or minus 1 mm will not kill your antenna!

Coupling the Signal Into the Waveguide

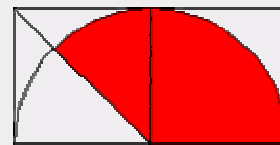
As I said above, we are propagating the WLAN signal down a waveguide and then using it to excite a number of elemental radiators, or slots. The first task is to get the signal into the waveguide with a feed probe. Obtain a suitable N connector, for example, the one from Amphenol in Figure 2 of [this catalog](#)



[page](#). Take a piece of 20mmx40mm copper or brass shim, cut the red portion and form it into the shape of a cone. Solder it to the inner conductor of your Type N connector (see photo). Its length should be 20mm, its largest diameter about 15mm. When soldered to the N connector it should protrude exactly into the center of the waveguide *and no further*.

Both ends of the waveguide need to be terminated for RF, and the easiest way I found to do this was to cut 3.75 inch pieces (darn - there are those inches again - I will be excommunicated from the microwave community at this rate...) of 5/16 by 1.75 aluminum bar stock. I do not recommend that you make the end plugs sloppily, but good electrical contact is not required.

Remember not to have any screws protruding into the waveguide for more than 1/8 inch, *especially the screws holding down the N connector*. They will affect performance.



20mm x 40mm shim

For the 8+8 slot omnidirectional antenna:

The total length of air inside the 8+8 slot omnidirectional waveguide, from end to end, is 765mm. Mount the N connector in the center of the widest side, 27.5mm from one end (the 'base') of the airspace in the waveguide and offset 10 mm from the centre line of the face, in the direction as the offset of the first slot.. The wavelength of the radiation passing down the waveguide is longer than a wavelength in free air (it is 161mm in this design).

The first slot is centered 1.0 wavelength from the base, at a maximum of the H field in the waveguide. This length is 161mm from the base of the airspace. It is the H component of the field that induces the energy into the slots, and makes them radiate. Each slot is 59mm long, and extends outwards from the centerline for a width of 17mm. The waveguide excites each edge of the slot depending on its position across the wide surface of the guide. If it straddled the exact centre, each edge of the slot would be excited in anti-phase, and there would be no radiation. So we offset the edges of the slots, the more the offset the greater is the energy that is dissipated into each slot. The electrical length of each slot should be 59mm. Do not allow too much kerf at the ends (2 mm radius max). I recommend finishing the cut with a 1/8 inch router bit (or a file). Or you might use the 1/8 bit in a CNC machine to cut the entire rectangular outline. **Remember, even though these slots are arranged vertically they radiate horizontal polarization.**

For the 8+8 omnidirectional, slots 2 thru 8 are centered at distances of 241, 322, 403, 483, 564, 644 and 724mm from the base of the airspace, staggered across the centerline. It doesn't matter which direction the first one is cut, but they must alternate. The end plate should create a 765 mm airspace. Looking straight on at the front of the guide you can see right through both the front and back slots.

For the 8 slot Unidirectional:

The total length of air inside the 8 slot unidirectional, from end to end, is 760mm. Mount the N connector in the center of the widest side, 25mm from the base of the airspace in the waveguide. The wavelength of the radiation passing down the waveguide is 160mm in this design. The first slot is centered 1.0 wavelength from the base, at a maximum of the H field in the waveguide. This length is 160mm from the base of the airspace. Each slot is 58mm long, and extends outwards from the centerline for a width of 20mm. The waveguide excites each edge of the slot depending on its position across the wide surface of the guide. If it straddled the exact centre, each edge of the slot would be excited in anti-phase, and there would be no radiation. So we offset the edges of the slots, the more the offset the greater is the energy that is dissipated into each slot. The electrical length of each slot should be 59mm. Do not allow too much kerf at the ends. **Remember, even though these slots are arranged vertically they radiate horizontal polarization.**

Slots 2 thru 8 are centered at distances of 240, 320, 400, 480, 560, 640 and 720mm from the base of the airspace, staggered across the centerline. It doesn't matter which direction the first one is cut, but they must alternate. The end plate should be to create a 760mm airspace.

Constructional Details for 16 and 16+16 Slot Design

The correct wavelength for these designs is 161mm. The gain for the 16 slot Unidirectional is 15dBi-17dBi, verified on my test range, across the whole band. On the range **the 16 slotter gives slightly higher gain than my Hyperlink Technologies model 2419G Mesh Parabolic**, which is "rated" at 19.1dBi gain.

The slot width for the 16 slotter is 15mm, for the 32 slotter is 12mm, otherwise the key dimensions are the same.

Both PDF and DXF versions of the drawings are available for download.

*(Many thanks to **Jeff LaPlante** for doing all this hard work).*

More information is available [from Jeff LaPlante's Website](#)

The ZIP of drawings for the 32 slot omni can be downloaded [by clicking this link](#).

Designs for different size tubing:

The optimum design for a 16 slot unidirectional with **Indian standard** 95.24mm x 38.39mm x 3.18mm tubing gives a wavelength of 163mm. This means that the slots are centered at $163\text{mm} / 2 = 81.5\text{mm}$ intervals, rather than the 161mm basis which was used in the Autocad drawings. The N connector for the feed is spaced only 25mm from the base of the airspace, and offset 10mm to the left of the centerline of the guide's face. The length of the aircolumn will be $163 \times 8.75 = 1426\text{mm}$. The slot



width for the 16 slotter stays the same at 15mm, and the slot length should be 58mm. For the 16+16 slot omni version use a slot width of 12mm.

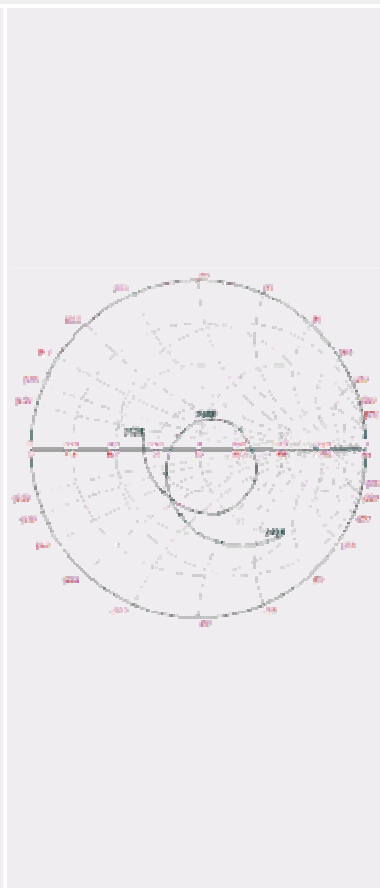
The feed cone must not protrude more than halfway into the waveguide. With this tubing, the feed cone should not protrude more than 19mm into the tubing. Just use the same drawing as I have shown above, but make it from 17mm X 34mm shim rather than 20x40.

100mm x 50mm x 3mm Metric size tubing: use the same 161mm wavelength and dimensions as for the US designs, but offset the feed point 15mm from center line instead of 10mm to bring the resultant SWR closer to unity.

Tuning screws for tweaking the SWR

You don't have to use them, but, for perfectionists, two screws #10 in diameter are tapped into the waveguide. The first, at 70 mm from the base, the second at 90mm. These can be used to adjust the center frequency downwards from the 2440 nominal to about 2420. More important is the ability of the tuning screws to cancel some of the reactance of the antenna, and reduce the SWR. The smith chart at the right was computed for the 16 slot uni waveguide. and is plotted for a frequency range from 2410 to 2520 in 10MHz steps, without any tuning screw tweaks. Inserting the tuning screws can tune the waveguide to a lower center frequency, and keep the SWR less than 1.5:1 over the entire band.

Those of you who are setting up the CNC files to make more than one or two of these things for your local (non-commercial) FreeNet should [email me](#) and set up a tuning session so I can help you get them *just right*.



Weather and your Antenna

Use nylon, aluminum or stainless steel screws and fasteners, as suits your preference, not normal (corrosive) ones. Unless you use some low RF loss tape (like mylar or kapton) to cover the slots, bugs will make their homes in the structure and spin their webs across the slots. There are two approaches to this. Either you don't bother about it, and just hose the antenna clean every year or so, or you use, and regularly replace, the protective tape. One tip - there is relatively little RF energy reaching the end away from the base, and if you mount the antenna upside down you can actually cut holes in the end cap so as to let out water and bugs that might

otherwise accumulate there. I have simulated that 4 one half inch diameter holes in each vertex of the far end plug do not affect performance in any measurable way. I also simulated the use of a 2.75 by 1.75 inch plug at the far end (with 1/2 inch gaps for cleaning) and found no noticeable degradation. I don't recommend that you encourage bugs to accumulate near the feed probe, however...

So happy WLANing, and please don't forget to email me with your experiences.

And don't forget [my BiQuad design](#). It will give you 11 dBi of gain in a very compact, simple, package.

(I am indebted to [Paul Wade](#) for collecting together decades of microwave design info into his Online Antenna Manual)

Link to article '[Antennas Enhance WLAN Security](#)' in BYTE.com, *October, 2001*

[Click here](#) for a list of other articles written for the E.E.Times CMP Publishing Group

[Click here](#) for a general list of publications on Analog, Digital and Software Design

DISCLAIMER: Any resemblance between the above views and those of my employer(s) are purely coincidental. Any resemblance between the above and my own views is non-deterministic. My existence can be challenged. The question of the existence of views in the absence of anyone to hold them is left as an exercise for the reader. The question of the existence of the reader is left as an exercise in the second order coefficient.

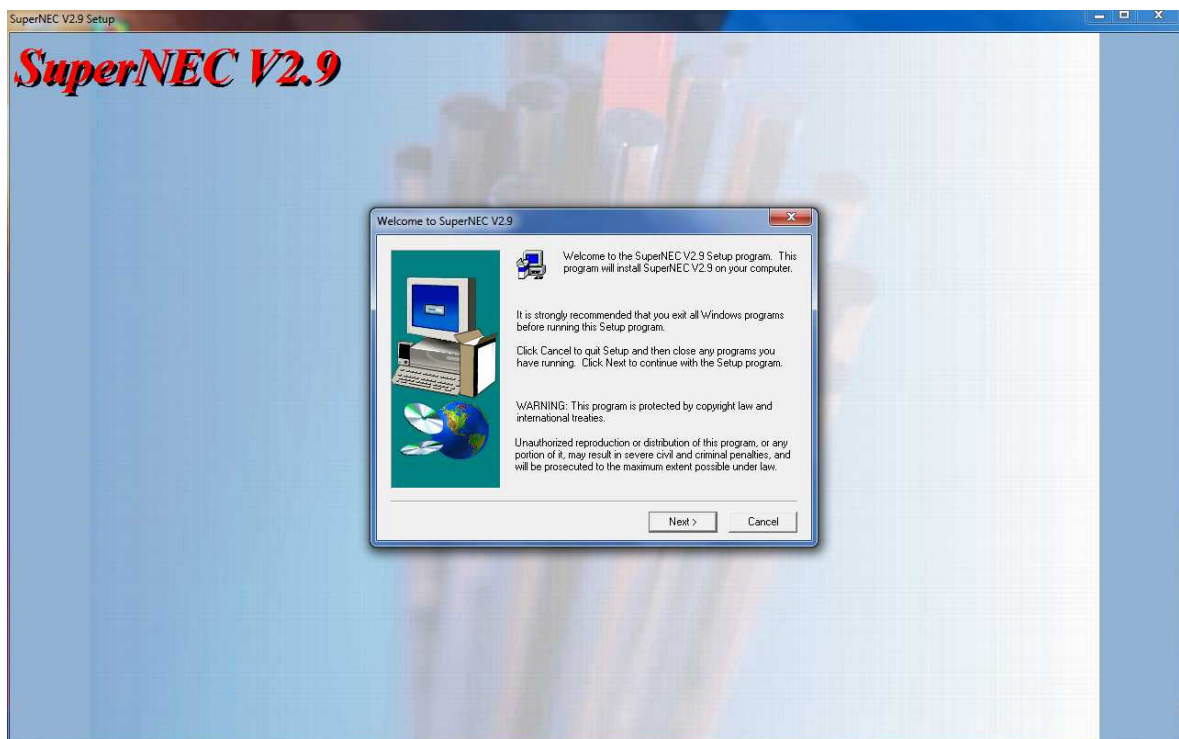
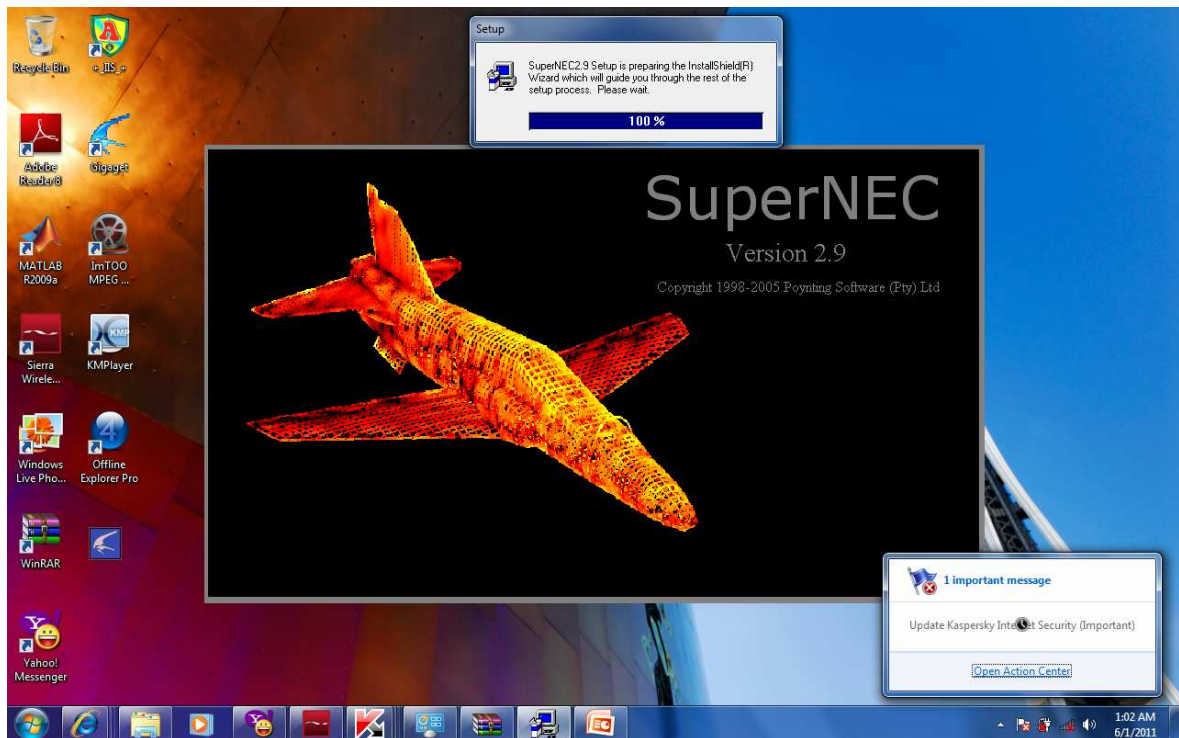
All information published at this website is (C)Copyright 1995-2002 Trevor Marshall.

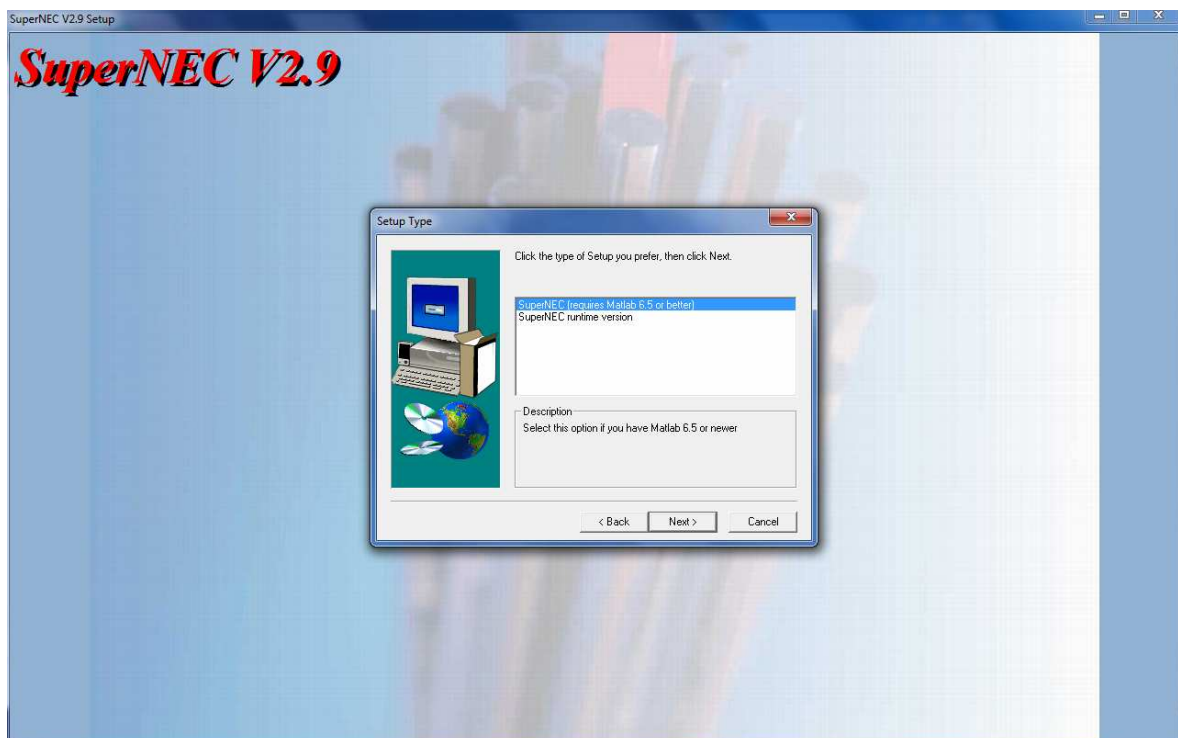
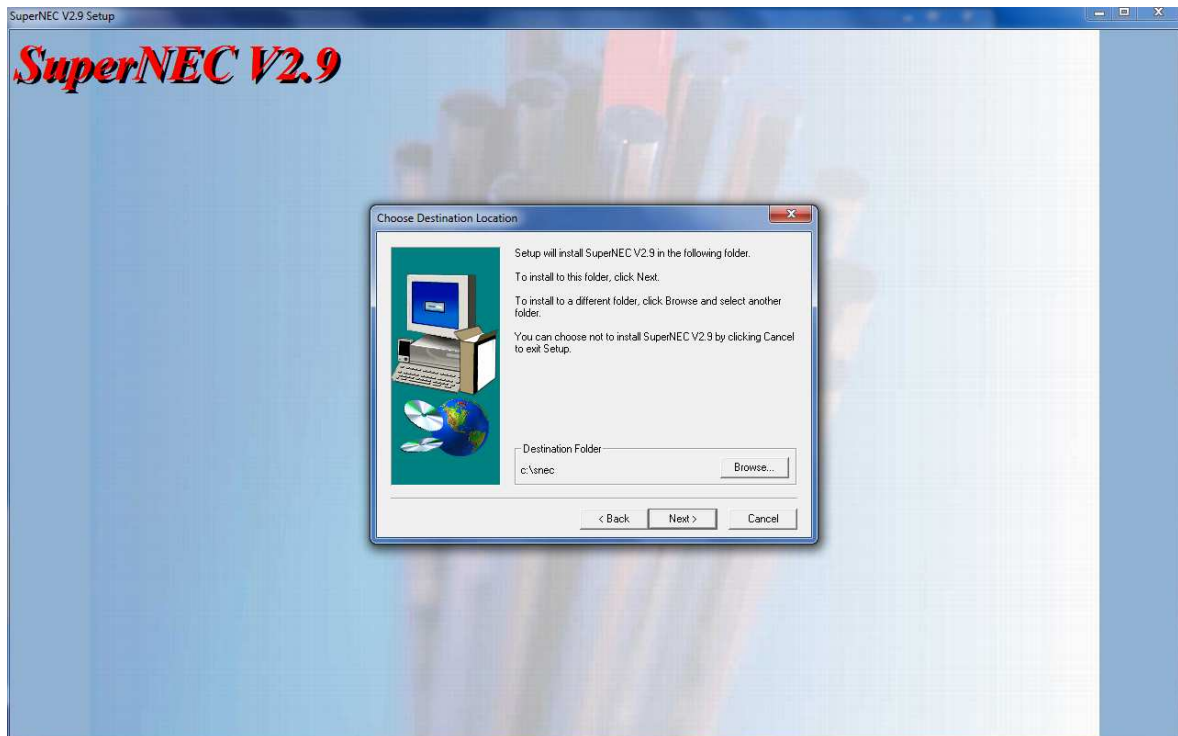
All rights are expressly reserved. [Click to email Trevor](#)

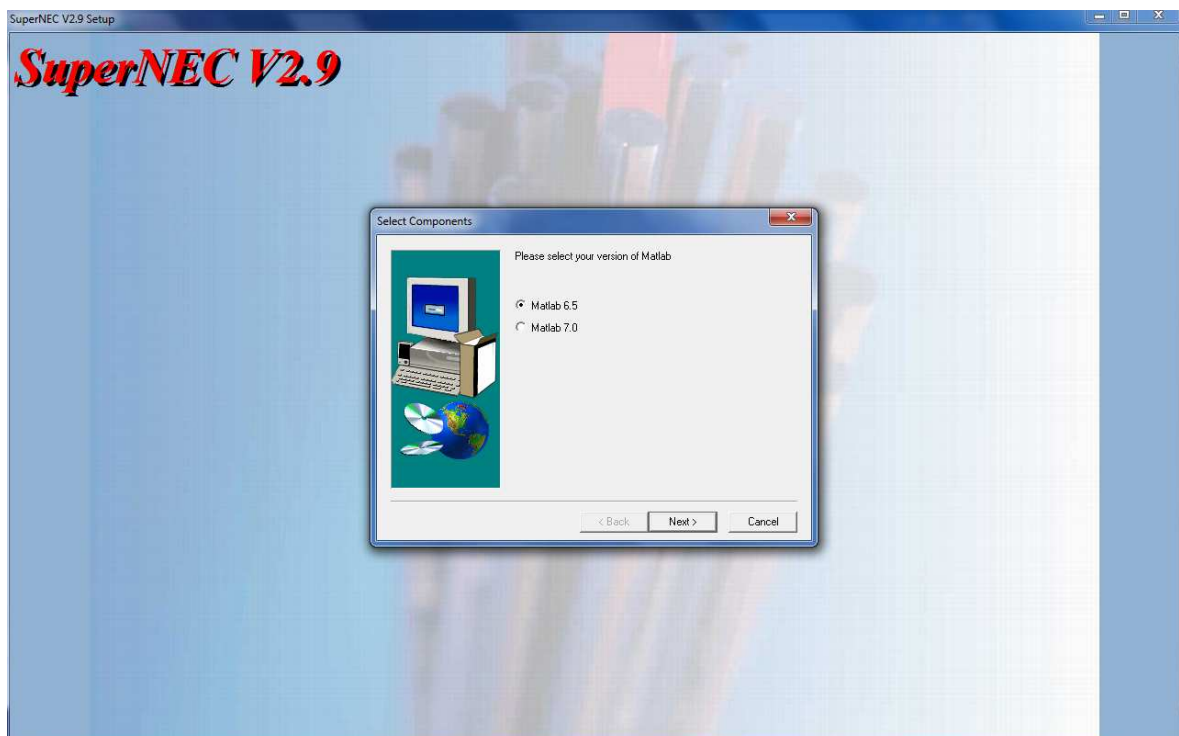
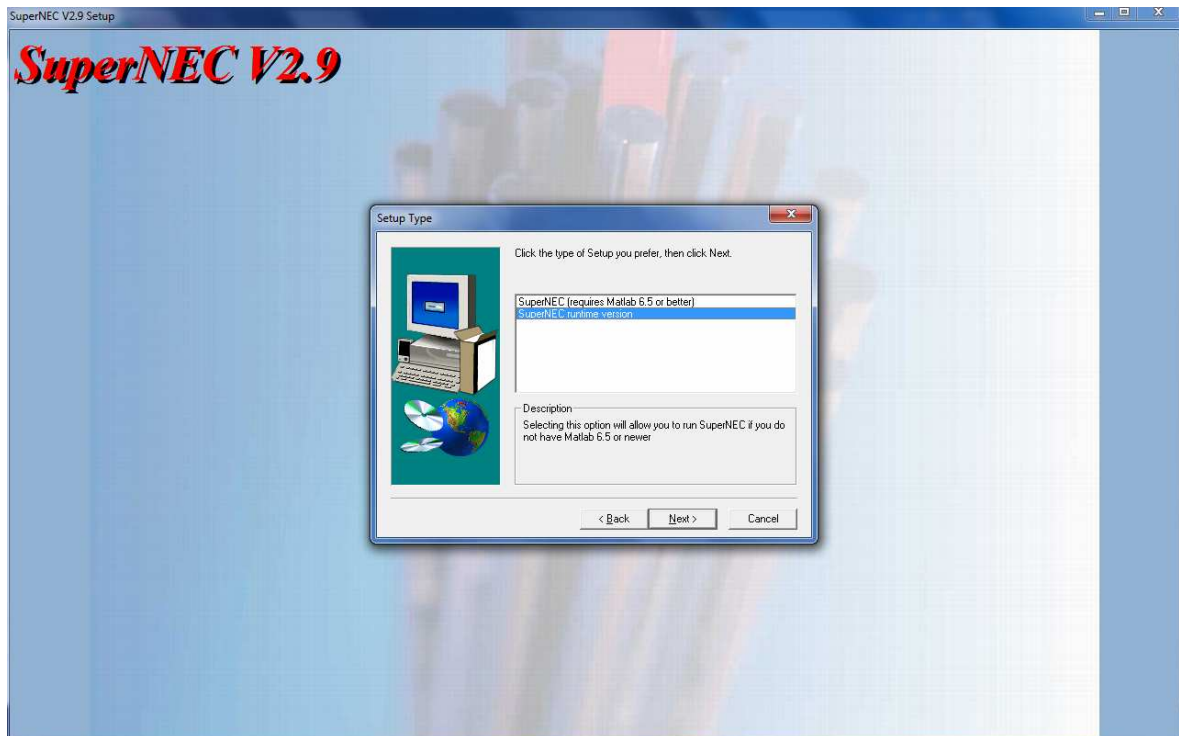
LAMPIRAN D
GAMBAR HASIL PEMBUATAN ANTENA 32 *SLOTTED WAVEGUIDE*
BUATAN RUMAHAN (*HOME BREW*)



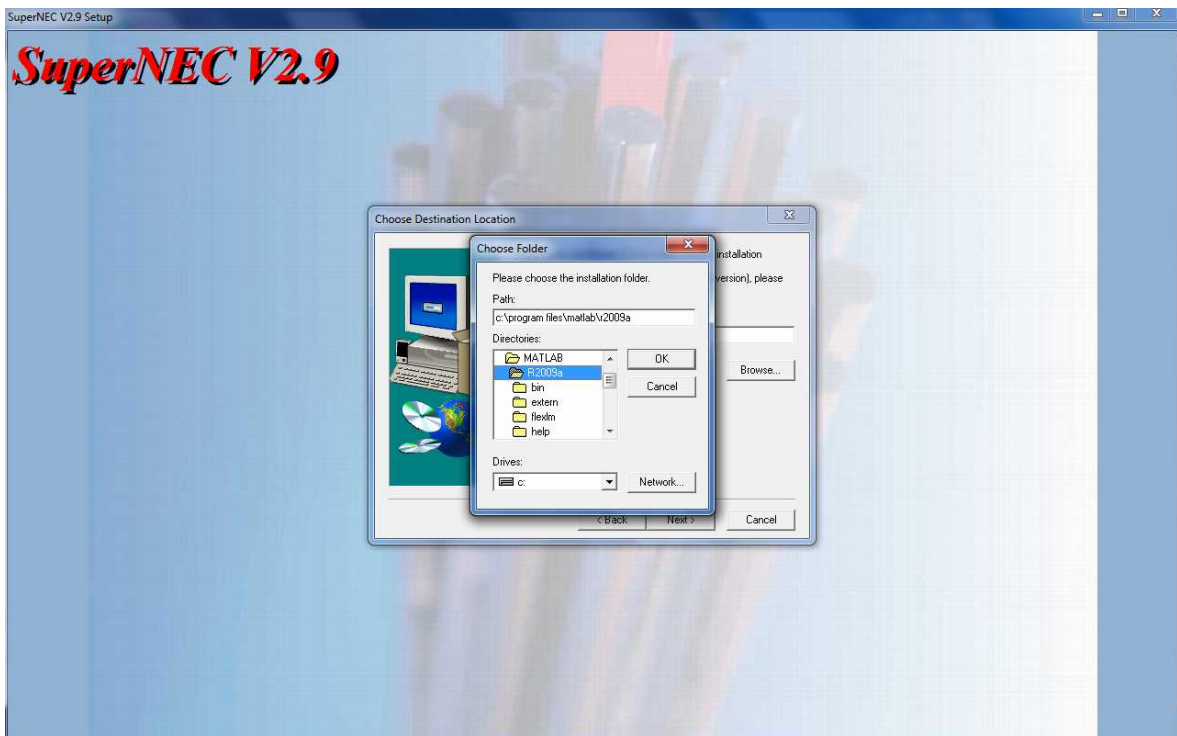
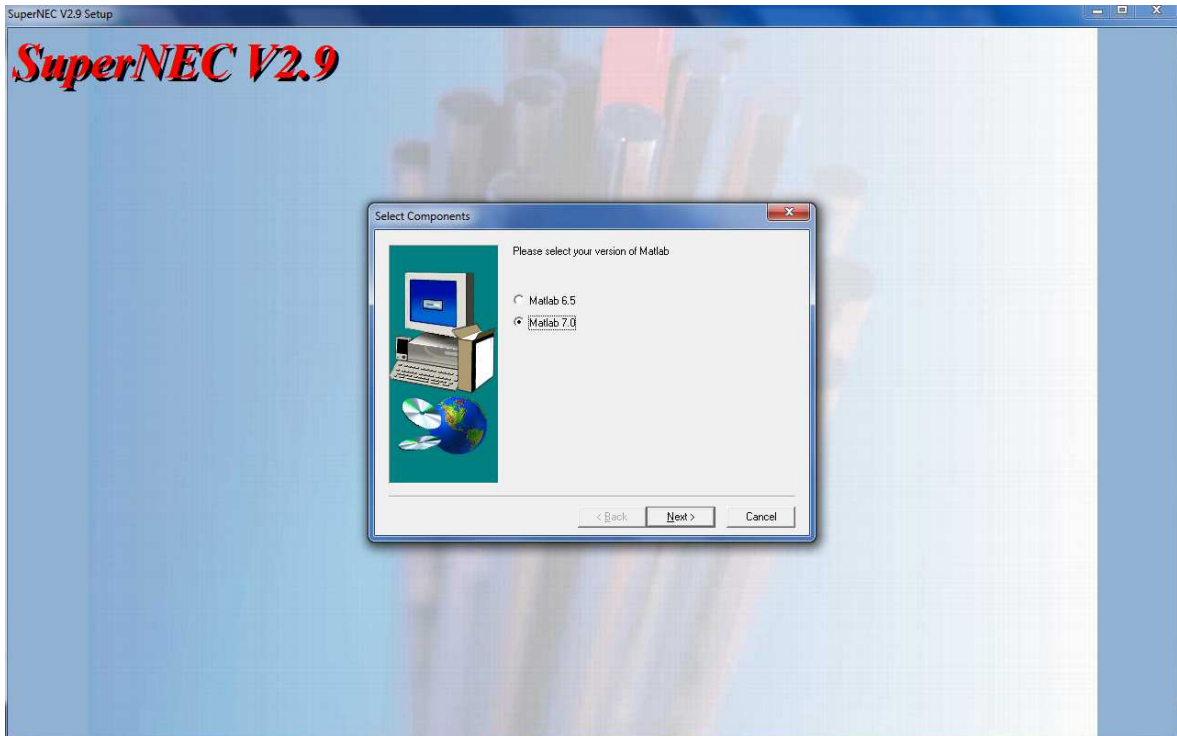
LAMPIRAN E
INSTALASI *SOFTWARE SNEC 2.9*

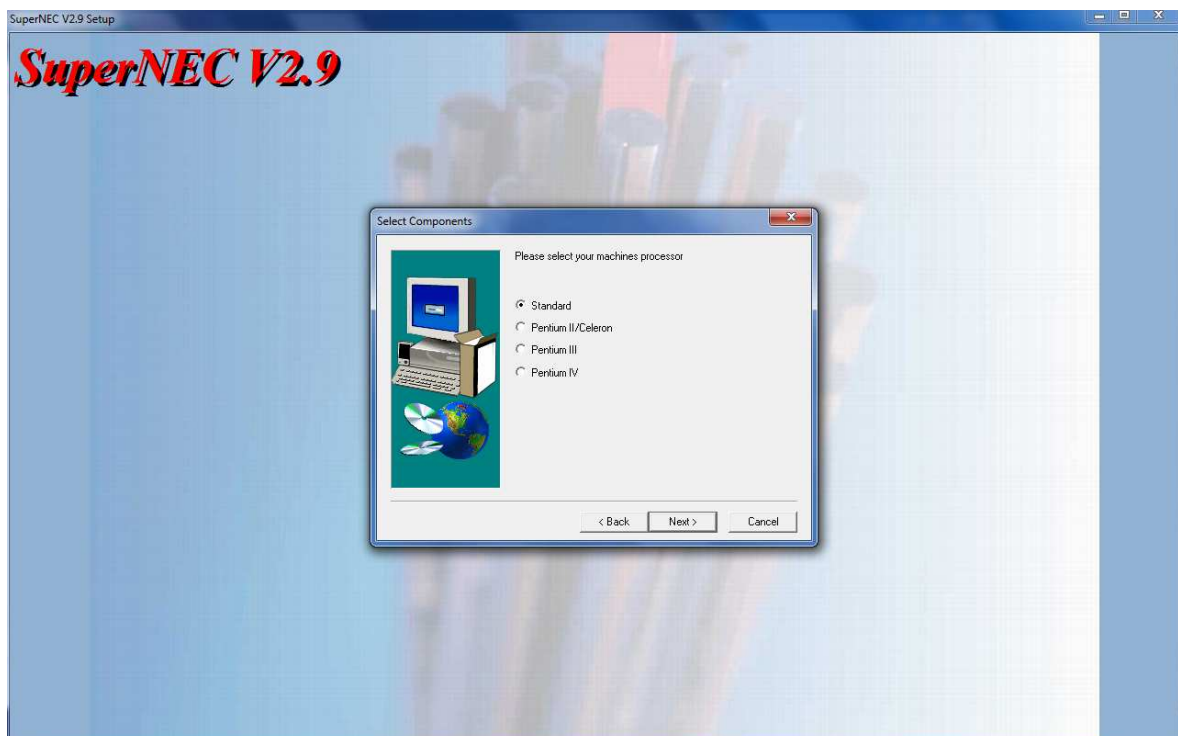
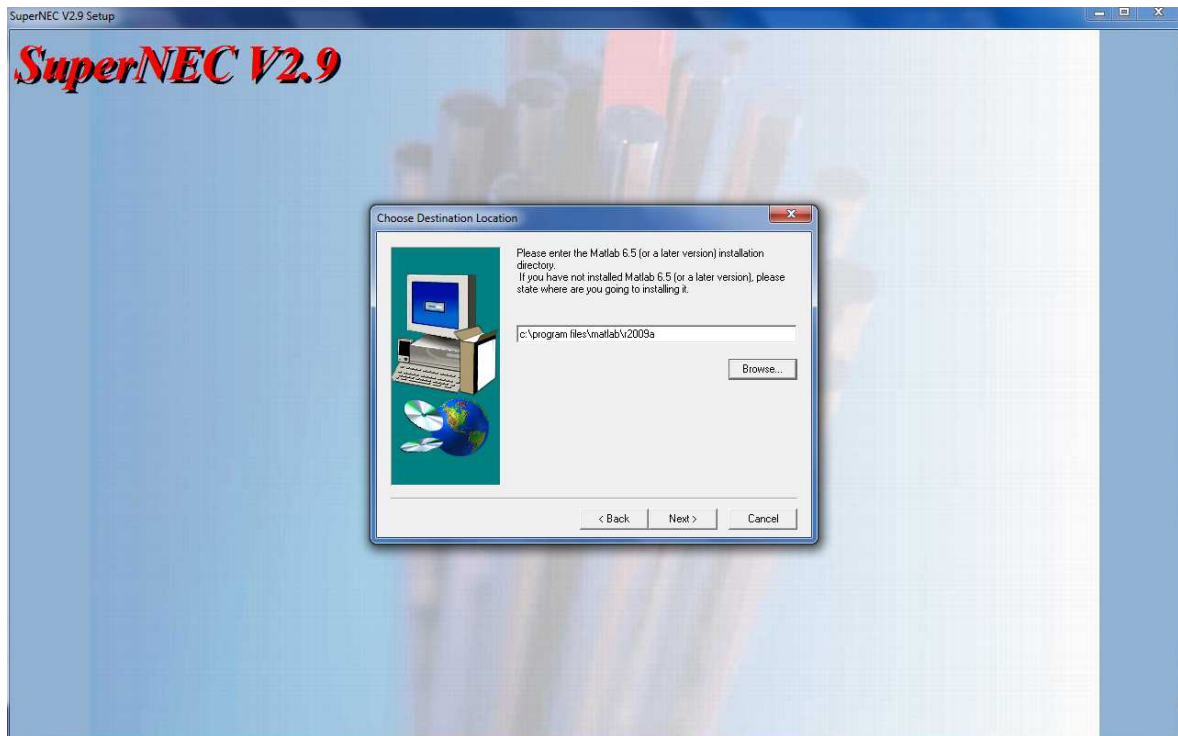


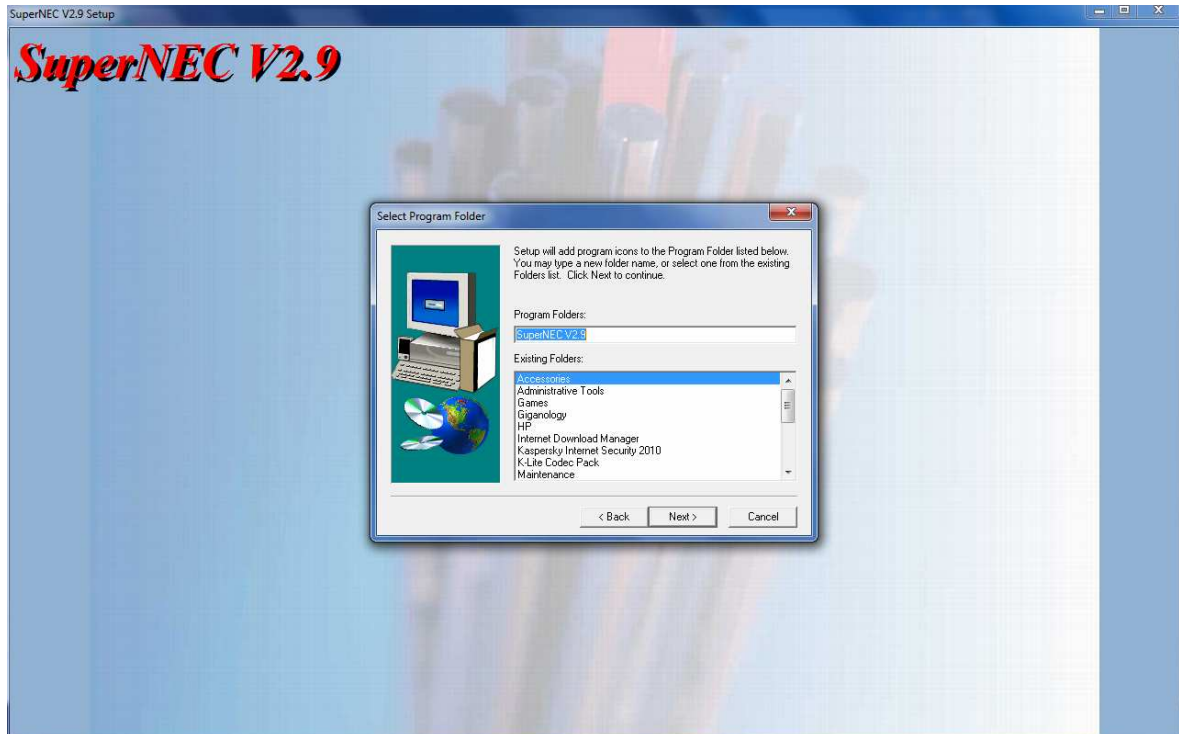


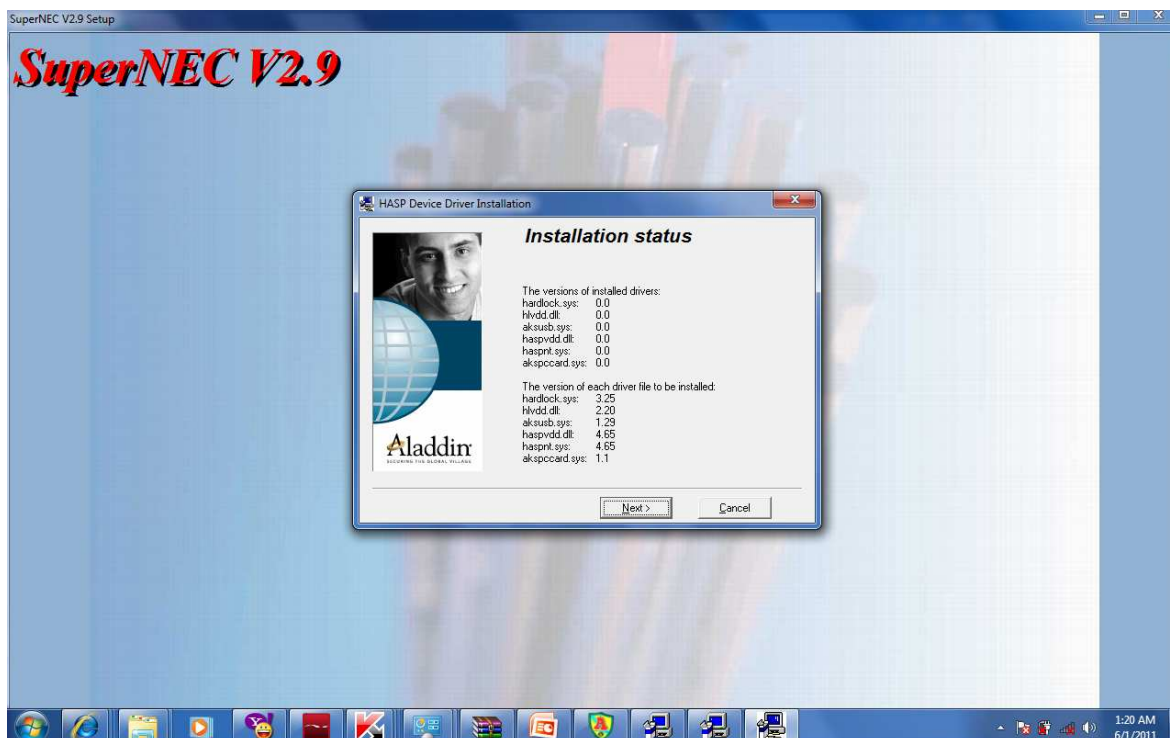
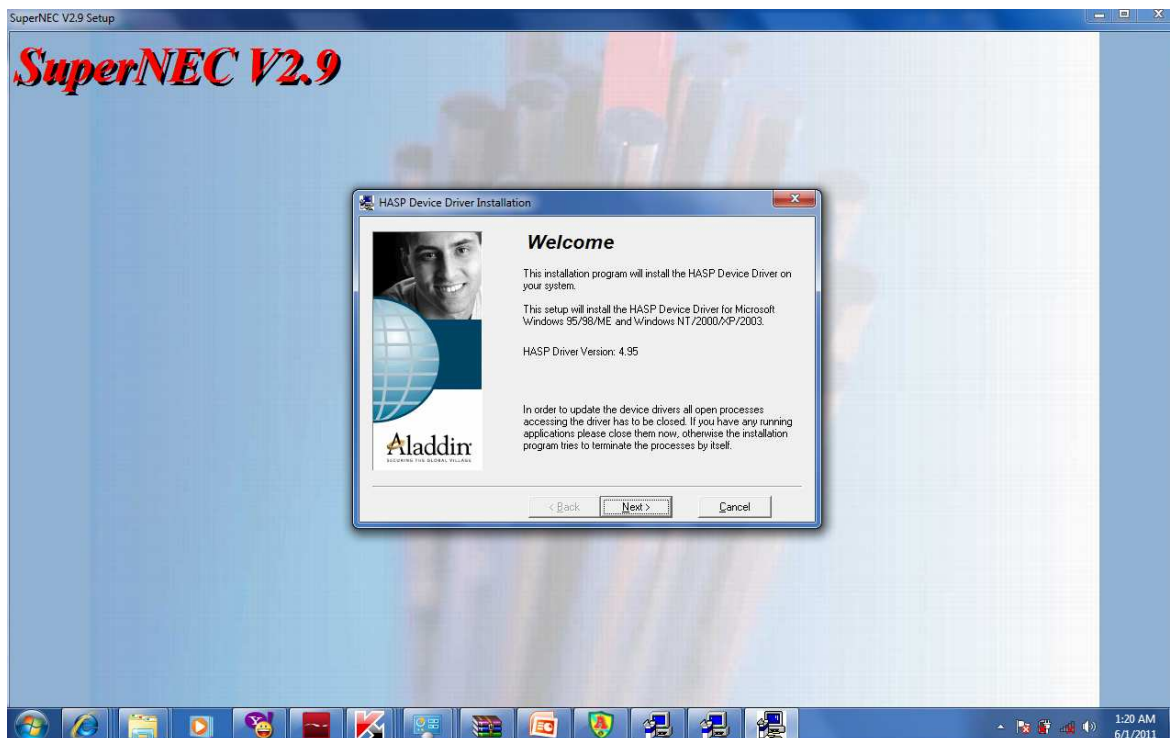


Pilih Matlab yang telah terinstal pada komputer Versi 6.5 atau 7.0











LAMPIRAN F
CARA MENGGUNAKAN *SOFTWARE SNEC 2.9*

A1. Table Isi

1 Instalasi SuperNEC

2 Mendapatkan lisensi SuperNEC

3 Menyiapkan manajer lisensi Flex

4 Sebuah tutorial singkat SuperNEC

4.1 Menjalankan SuperNEC

4.2 Mengakses dokumentasi SuperNEC

4.3 Pemodelan array antena Yagi dimodifikasi menggunakan SuperNEC

4.3.1 Mengatur pengaturan simulasi

4.4 Menjalankan SuperNEC dari baris perintah Matlab

5 Pertanyaan

1 Instalasi SuperNEC

SuperNEC terinstal dengan menjalankan file setup.exe dari CD SuperNEC. Program instalasi melakukan tugas-tugas berikut:

- Salinan semua file yang relevan dengan direktori instalasi. Ini termasuk memilih file yang benar untuk versi Matlab menjalankan dan memilih mesin terbaik untuk arsitektur komputer .

- Mengatur entri registri berikut

`\HKEY_LOCAL_MACHINE \ SOFTWARE \ PVM_ROOT = SNECROOTV2 \PVM`

`\HKEY_LOCAL_MACHINE \ SOFTWARE \ PVM_ARCH = Win32`

`\HKEY_LOCAL_MACHINE \ SOFTWARE \ PVM_TMP = c: \ temp`

- Set variabel lingkungan berikut:

SNECROOTV2 = direktori instalasi (misalnya, c: \ SNEC)

LM_LICENSE_FILE = file lisensi untuk SuperNEC (misalnya, c: \ SNEC \ lisensi \ license.dat)

TEMP = c: \ temp

- Membuat direktori sementara (jika tidak sudah ada).
- Menambahkan direktori \ bin SNECROOTV2 ke jalan
- Membuat sebuah file bernama startup.m dalam direktori \ SNECROOTV2Matlab.

File ini adalah file pertama yang Matlab mengeksekusi ketika mulai SuperNEC. Ini set up path Matlab untuk SuperNEC dan panggilan editorstruktur (snecin). Sebuah contoh dari teks diadakan di file ini adalah sebagai berikut:

```
path('c:\apps\sneec_24\matlab\input\editor',path)
path('c:\apps\sneec_24\matlab\input\primitive',path)
path('c:\apps\sneec_24\matlab\input\assembly',path)
path('c:\apps\sneec_24\matlab\input\assembly\structures',path)
path('c:\apps\sneec_24\matlab\input\convert',path)
path('c:\apps\sneec_24\matlab\input\assembly\protected',path)
path('c:\apps\sneec_24\matlab\output',path)
path('c:\apps\sneec_24\matlab\utils',path)
path('c:\apps\sneec_24\matlab\ga',path)
snecin
```

- Menginstall driver dongle (jika diminta).

Jika program instalasi gagal untuk melakukan salah satu tugas di atas, maka kebanyakan dari mereka dapat diselesaikan secara manual. Langkah-langkah-satunya yang harus dilakukan oleh paket instalasi adalah menyalin dari file SuperNEC ke disk dan instalasi driver dongle.

2. Mendapatkan lisensi SuperNEC

SuperNEC tidak akan berjalan tanpa lisensi yang valid. Untuk mendapatkan lisensi, menjalankan alat lisensi program SuperNEC (lictool.exe) program. Setelah mengisi informasi yang diperlukan, baik memungkinkan alat ini untuk secara otomatis mengirimkan e-mail, atau menyimpan informasi ke file teks dan melampirkan ke e-mail ke supernec@poynting.co.za, dengan

baris subjek "permintaan untuk lisensi SuperNEC".

Sebuah file teks akan diemail ke . File teks akan terlihat seperti berikut:

```
# Place this file in your INSTALL_DIR\license directory

PACKAGE supernec poynting 1.000 C668CFAAE053 COMPONENTS="snec snres \
    sncheck snsig sneart sig sngui asepi" ck=160
FEATURE supernec poynting 1.000 1-dec-2000 uncounted F45F5E68213C \
    HOSTID=0000e8e79961 ck=186
```

Garis komponen mungkin berbeda tergantung pada fitur paket .

Untuk menginstal file lisensi , pastikan memiliki SuperNEC terinstal dan memiliki restart mesin setelah instalasi.

Buka alat lisensi SuperNEC (lictool.exe) dan drag dan drop file lisensi e-mailatas wilayah specified alat lisensi.

Jika ingin menginstal file lisensi secara manual, dapat melakukannya dengan menempatkan file yang license.dat dalam direktori lisensi \ SNECROOTV2 (mana SNECROOTV2 adalah SuperNECinstalasi mi salnya direktori C:. \ SNEC).

Setelah telah berhasil menginstal perangkat lunak dan file lisensi siap untuk menjalankan SuperNEC.

3 Menyiapkan manajer lisensi Flex

Jika telah meminta lisensi mengambang untuk SuperNEC, maka harus menjalankan manajer lisensi Flex pada mesin server. Jika tidak memiliki izin mengambang maka tidak perlu menjalankan manajer lisensiFlex. Sebuah lisensi mengambang khas ditunjukkan di bawah ini. Ini berbeda dari lisensi str dalam hal ini memiliki Sever tambahan dan garis Daemon.

```
# Place this file in your INSTALL_DIR\license directory
```

```
SERVER Maxwell INTERNET=146.141.16.189
```

```
DAEMON poynting
```

```
PACKAGE supernec poynting 1.000 2F13179D1E32 COMPONENTS="snec sneprt \
snres sncheck snsig sngui asepsig" ck=79
```

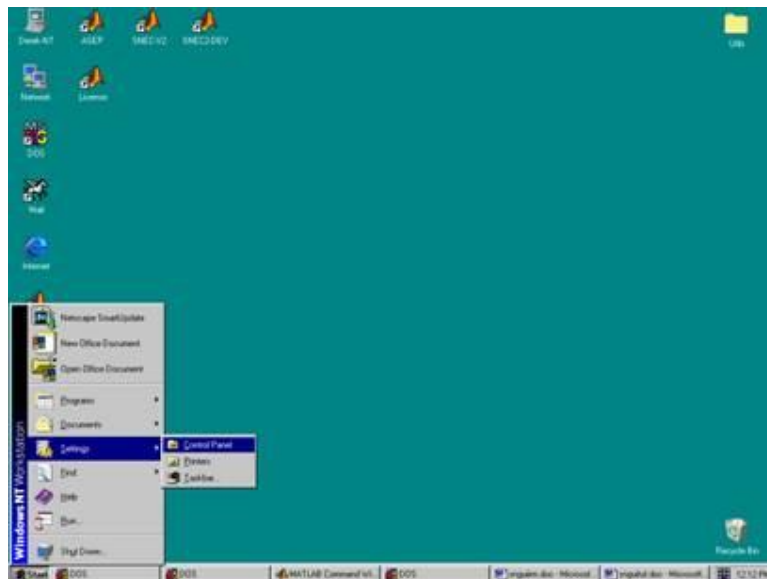
```
FEATURE supernec poynting 1.000 1-dec-2000 4 5C9154285BFF \
HOSTID="00a0c99068f0 00a0c9d54a9a 00a0c9b6376d 00d0b715cf13 \
00a0c94234a0 0000e80d8647 00a0c942ef18 00a0c9a00614 \
0080ad500a53 00d0b715cf59 000044056957 00d0b715cf11 \
00d0b749c296 00d0b7499cf2 00d0b749b9ab 00a0c942ef18 \
0000e82e130f" ck=113
```

```
FEATURE snecslave poynting 1.000 1-dec-2000 4 01B2EABD1156 ck=76
```

Mesin server diidentifikasi oleh nama dan alamat internet pada baris SERVER dari file lisensi. Mesin server untuk lisensi di atas

adalah Maxwell (IP =146.141.16.189). Manajer Lisensi Flex karena itu harus dijalankan padaMaxwell.

Untuk mengatur manajer lisensi Flex pertama perlu membuka panel kontrol. Hal ini dicapai dengan memilih Start | Setting | Control Panel menu itemseperti yang ditunjukkan pada Gambar 1.



Gambar 1: Membuka panel kontrol.

Panel kontrol, dengan manajer lisensi Flex disorot, ditunjukkan pada Gambar 2.



Gambar 2: Panel kontrol.

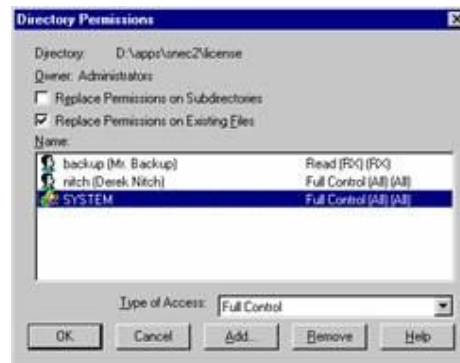
Buka manajer lisensi Flex dengan mengklik g pada ikon. Sebuah dialog yang mirip dengan yang ditunjukkan pada Gambar 3 akan muncul.



Gambar 5: Lisensi Manajer Flex panel kontrol ..

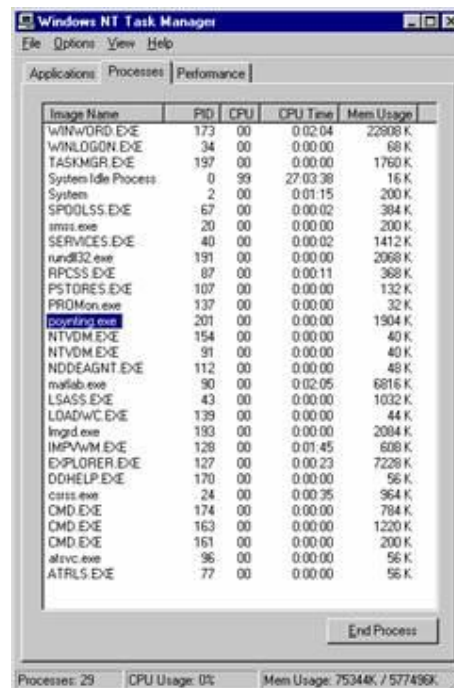
Untuk memulai manajer lisensi, tekan tombol Start. Teks 'Server Memulai' harus muncul di bawah tombol 'Status'.

Catatan: SISTEM harus memiliki hak penuh ke direktori yang menyimpan file license.dat. Untuk memeriksa bahwa ini adalah kasus, memeriksa hak akses dari direktori lisensi SuperNEC. Izin setidaknya harus memiliki garis yang disorot pada Gambar 6.



Gambar 6: hak akses dari direktori lisensi SuperNEC.

dapat memeriksa bahwa manajer lisensi telah mulai berhasil dengan membuka task manager dan mengidentifikasi proses lmgrd.exe dan poynting.exe. Gambar 7 menunjukkan task manager dengan proses poynting.exe disorot dan 7 proses di bawah ini, dapat melihat proses lmgrd.exe. Hal ini menunjukkan bahwa manajer lisensi telah berhasil memulai ..



Catatan: Jika sudah menggunakan manajer lisensi Flex untuk aplikasi lain pada mesin, maka bisa menggabungkan dua file lisensi. Hal ini dicapai

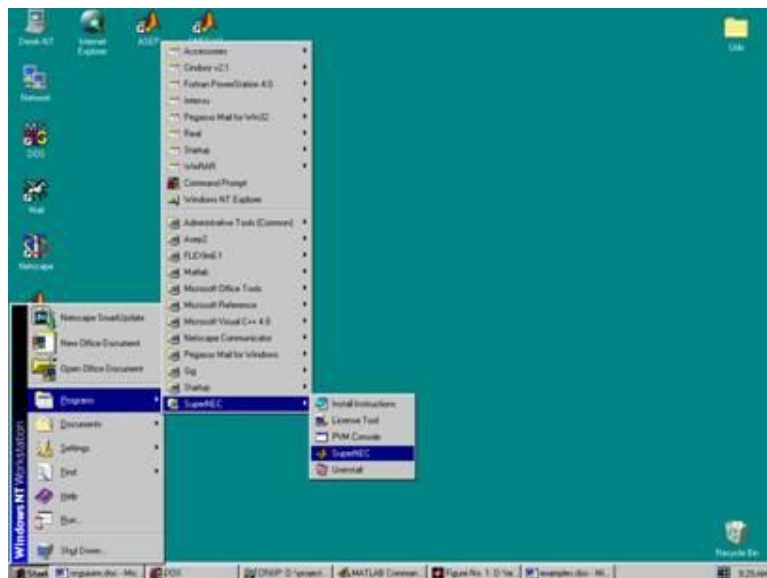
dengan menambahkan seluruh isi dari file lisensi SuperNEC ke filelisensi dari paket lain. kemudian dapat me-restart manajer Flex lisensi dengan file lisensi dimodifikasi.

4 Sebuah tutorial singkat SuperNEC

Bagian ini memberikan sebuah pengenalan singkat untuk menggunakanSuperNEC. Ia mencoba untuk memberikan sebuah indikasi tentang apa yang terlibat dalam mendirikan dan menjalankan simulasi. Untuk instruksi rinci, disebut HTML SuperNEC atau file dokumen Word.

4.1 Menjalankan SuperNEC

Untuk memulai program SuperNEC menggunakan Start | Program | SuperNEC |SuperNEC item menu seperti yang ditunjukkan pada Gambar 8.



Gambar 8: Memulai SuperNEC.

Jendela editor Matlab dan struktur SuperNEC akan muncul bagi pengguna yang memiliki Matlab, dinyatakan hanya editor struktur SuperNEC akan ditampilkan(dengan asumsi telah menginstal lisensi yang valid). Hal ini ditunjukkan pada Gambar 9.

Netscape versi 4.5 mengakui skema pengalamatan namun beban membantu file setiap kali bantuan tombol ditekan. Ini dapat sangat memakan waktu sebagai file HTML dapat mengambil beberapa waktu untuk memuat. Kemudian versi dari Netscape dapat melakukan sedikit lebih cerdas. Hal ini tidak tahu apakah versi sebelumnya dari Netscape akan bekerja dengan benar.

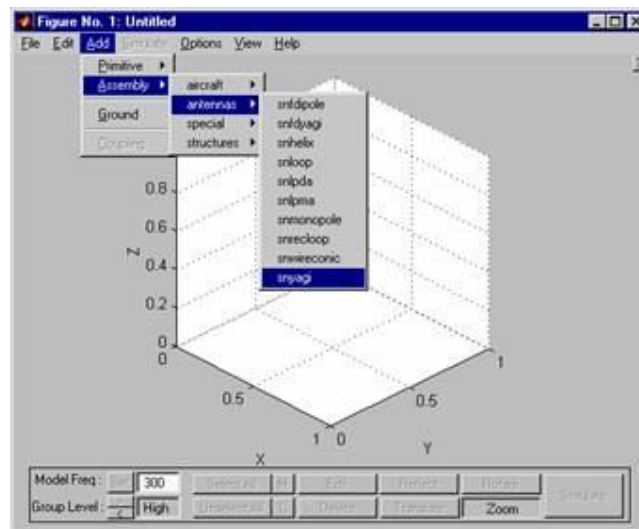
Jika bantuan on-line gagal, selalu dapat membuka file HTML secara manual dan menggunakan tabel isi untuk menavigasi tentang file.

Dokumen dalam direktori HTML dan doc adalah sebagai berikut:

- *Sngaurm* - The Genetic Algorithm (GA) Pengoptimal Reference Manual. Ini dokumen manual penggunaan optimiser GA dari Interface grafis dan Matlab garis ® perintah.
- *Snguitut* - Dokumen ini.
- *Snguiirm* - Manual referensi masukan. Manual ini dokumen editor struktur dan segala aspek mengenai generasi dan simulasi model SuperNEC.
- *Snguiorm* - Manual referensi output. Ini mendokumentasikan file parser SuperNEC dan semua utilitas output grafis yang tersedia di SuperNEC.
- *Snmomurm* - Baris perintah referensi ke mesin SuperNEC. Manual ini dokumen pembangunan sebuah file masukan SuperNEC untuk mesin. Manual ini hanya diperlukan jika ingin secara manual membangun file sendiri masukan SuperNEC (yaitu, tanpa menggunakan editor struktur).
- *Snparurm* - Manual bahwa dokumen pengaturan lanjut dari SuperNEC paralel untuk mesin Windows.
- *Snutdtrm* - Dokumentasi teknis untuk aspek UTD dari kode SuperNEC.
- *Snmomtrm* - Manual referensi SuperNEC teknis yang dokumen teori MoM digunakan dalam kode.

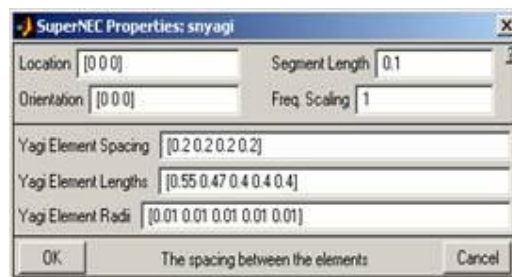
4.3 Pemodelan array antena Yagi dimodifikasi menggunakan SuperNEC

Titik awal untuk tutorial ini adalah antena Yagi. SuperNEC memiliki sejumlah built-in antena yang dapat sangat mudah dibangun. Majelis ini antena tercantum dalam item menu Tambah |Majelis | antena seperti yang ditunjukkan pada Gambar 10. Untuk menambahkan antena Yagi untuk struktur, pilih item menu Tambah | Majelis | antena | snyagi. Untuk pembuatan diluar properti antena yang tercantum diperlukan update dari Web Site Super NEC



Gambar 10: Menambahkan Yagi ke struktur.

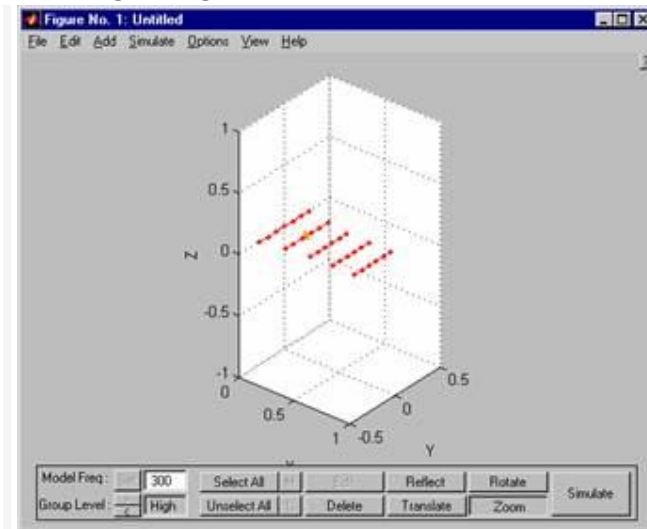
Sebuah kotak dialog yang meminta parameter dari Yagi akan muncul (Gambar11).



Gambar 11: Memasuki parameter Yagi.

Parameter utama dari Yagi adalah unsur jarak, panjang elemen dan jari-jari dari kawat yang membentuk Yagi. Dialog di atas menunjukkan pengaturan default untuk Yagi, yang merupakan Yagi dengan 5 elemen masing-masing 0,2 m jarak terpisah. Pada menekan

tombol OK, Yagi tersegmentasi akan muncul dalam editor struktur.



Gambar 12: default SuperNEC Yagi.

Perhatikan bahwa elemen kedua memiliki pen kuning pada segmen pusatnya. Pen ini adalah simbol SuperNEC untuk sumber.

SuperNEC menyediakan baik fungsi zooming dan panning. Untuk memperbesar pada struktur lakukan hal berikut:

- Dorong tombol shift pada keyboard.
- Posisikan kursor mouse di dalam grid menampilkan struktur, tetapi tidak atas setiap bagian dari struktur.
- Tekan tombol kiri mouse dan menggerakkan mouse menjauh dari . Ini akan memanggil zoom-in fasilitas.
- Bergerak mouse ke arah akan memberikan efek zooming out.

Untuk pan tampilan struktur:

- Dorong tombol kontrol pada keyboard.
- Posisi mouse seperti yang dilakukan untuk zoom.

Pindahkan mouse ke kiri, kanan, atas atau bawah untuk melihat panci. Di sisi kiri bawah dari jendela editor struktur 'Frek Model:' teks. Nomor di sebelah kanan teks ini menentukan frekuensi di mana struktur dimodelkan. Dalam kasus ini, sudah diatur untuk 300 MHz. dapat mengubah angka ini untuk menghasilkan model antena di frekuensi yang berbeda. Cobalah mengubah nomor ke 400 dan kemudian tekan 'Set' tombol. Perhatikan bahwa jumlah segmen yang digunakan untuk model antena meningkat.

Pengaturan 'Tingkat Grup' untuk model saat ini diatur ke tinggi. Mengurangi tingkat ke 2 dengan mengklik tombol dengan label '<'. Sekarang gunakan mouse untuk memilih bagian dari struktur (klik kiri sementara pointer mouse duduk di atas bagian dari struktur). Perhatikan bahwa dapat memilih individu kawat yang membentuk struktur. Mengurangi tingkat grup untuk 'rendah' dan lagi pilih bagian dari struktur. kini dapat memilih segmen individu.

Pilih segmen dengan sumber melekat dan mendorong 'Edit' tombol. Sebuah kotak dialog untuk mengedit segmen akan muncul sebagaimana ditunjukkan pada Gambar 13.



Perhatikan bahwa segmen ini sangat tertarik dengan sumber medan listrik dengan nilai $1 + 0i$. Sekarang membatalkan kotak edit.

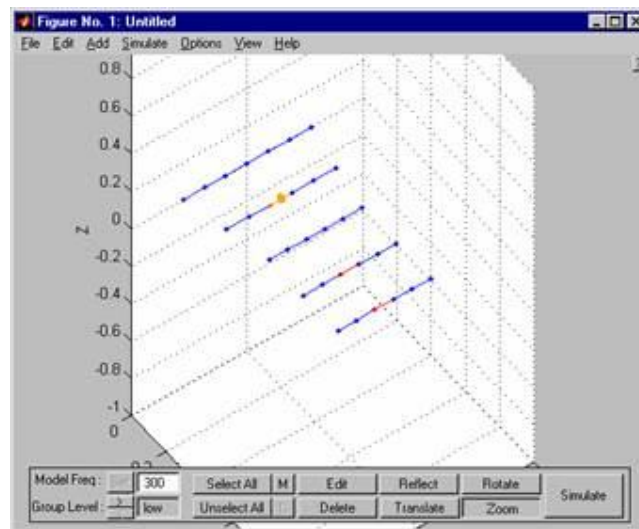
juga dapat mengedit segmen dengan mengklik g pada segmendalam editor struktur.

Sekarang meningkatkan pengaturan tingkat grup, pilih elemen kawat terakhir dari antena dan mendorong 'Edit' tombol (atau klik dua kali pada elemen terakhir). Kotak edit untuk subassembly 'snwire' muncul. Sekarang dapat mengubah panjang (atau beberapa parameter lain) dari kawat dengan mengubah nilai dalam kotak edit.

Jika meningkatkan tingkat kelompok kembali ke klik yang tinggi dan double pada struktur, kotak edit untuk antena Yagi akan muncul. Jika menekan tombol OK, maka akan dibuat ulang Yagi dan setiap perubahan yang telah dibuat pada elemen Yagi akan hilang.

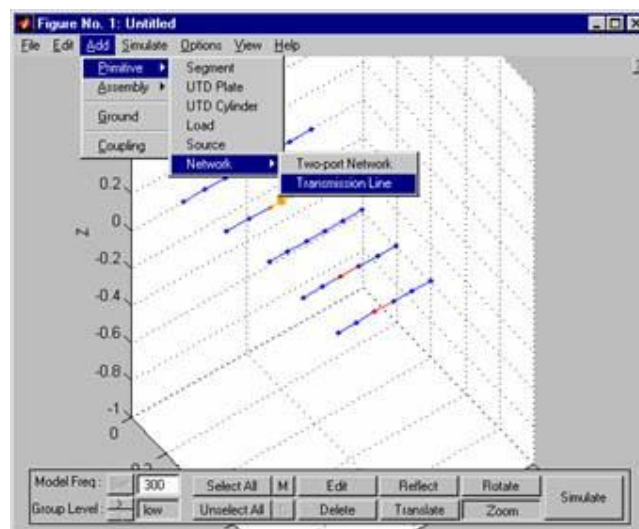
Mari asumsikan bahwa ingin menghubungkan pusat dari dua elementerakhir dari Yagi dengan garis transmisi 45 W. Hal ini dicapai sebagai berikut:

1. Mengatur tingkat kelompok untuk 'rendah' sehingga dapat memilih segmen individu.
2. Klik kiri pada segmen tengah elemen terakhir dari Yagi (ini harus menyoroti segmen merah).
3. Tahan tombol shift ke bawah dan klik kiri pada segmen tengah elemen terakhir kedua Yagi (seharusnya sudah memiliki dua segmen disorot dalam warna merah seperti yang ditunjukkan dalam Gambar 14).



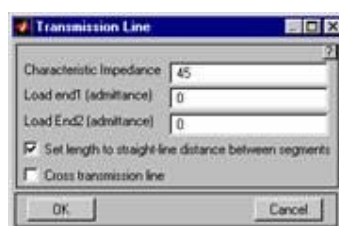
Gambar 14: Memilih dua segmen dalam model.

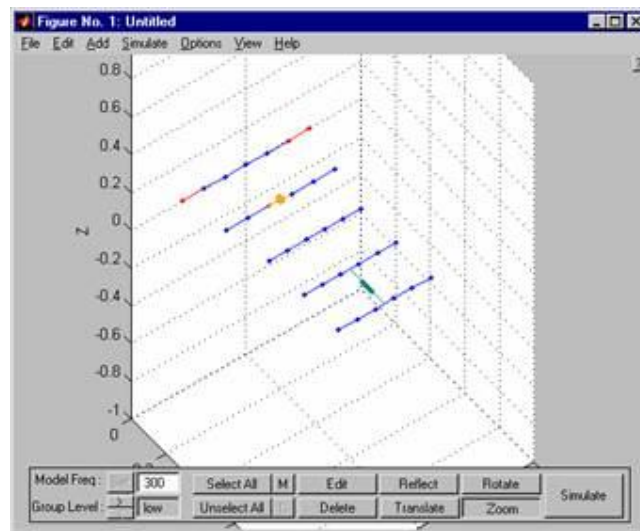
4. Pilih item menu Tambah | Primitif | Jaringan | Saluran Transmisi seperti yang ditunjukkan pada Gambar 15.



Gambar 15: Menambahkan sebuah saluran transmisi antara dua segmen disorot.

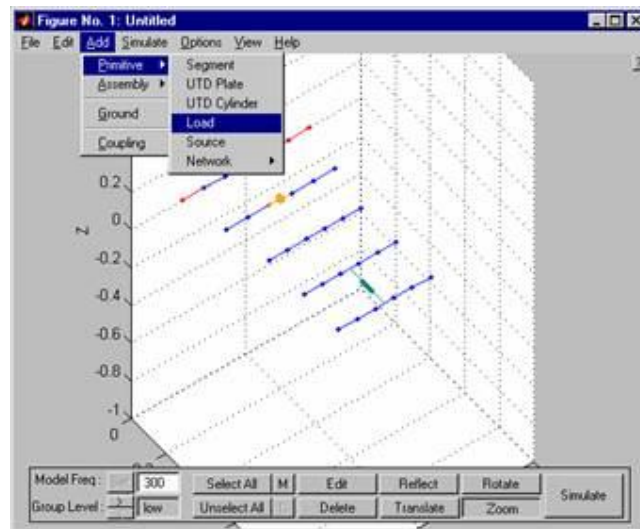
5. Saluran transmisi kotak dialog akan muncul. Isi dalam seperti yang ditunjukkan pada Gambar 16.





Gambar 19: Memilih segmen untuk memuat.

2. Panggil item menu Tambah | Muat | Primitif.

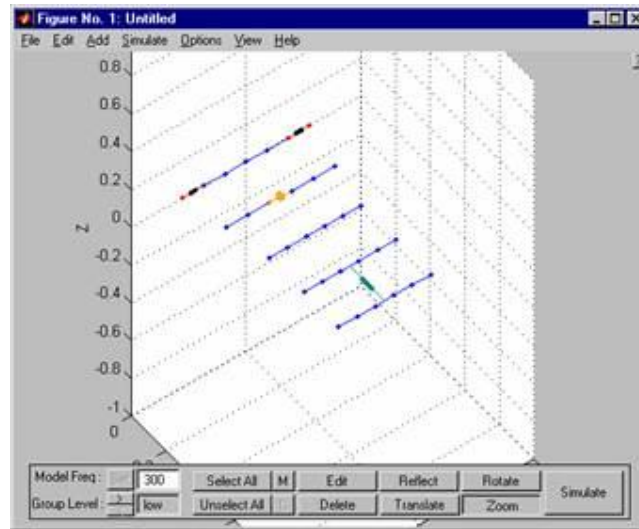


Gambar 20: Menggambarkan item menu untuk menambahkan beban.

3. Isi parameter beban.

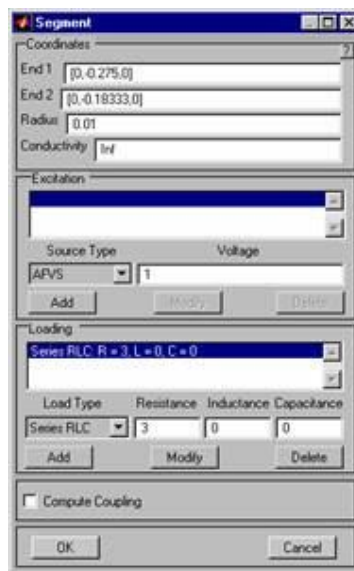


Gambar 21: Menambahkan beban 3 W



Perhatikan bahwa simbol SuperNEC untuk beban adalah t hitam seperti yang ditunjukkan pada Gambar 22.

dapat memeriksa loading parameter dari masing-masing segmen dengan mengklik g pada segmen dimuat. Segmen kotak edit untuk segmen tangan kiri akan terlihat seperti Gambar 23.



Gambar 23: Menggambarkan pengaturan untuk salah satu segmen yang dimuat.

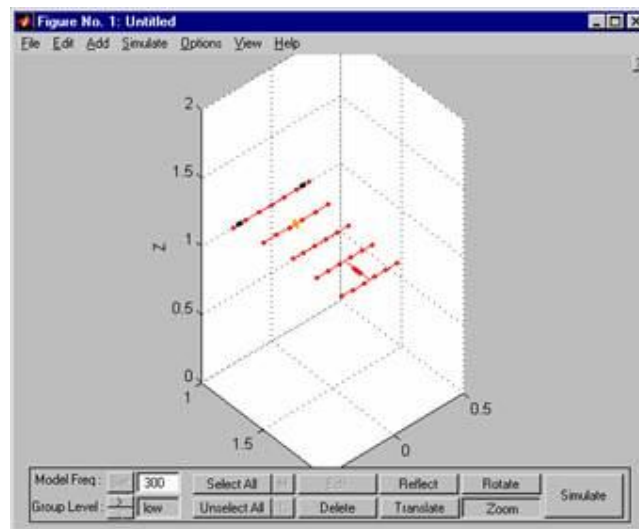
Sekarang akan menggambarkan beberapa fitur manipulasi struktur lain dari editor. Pertama akan menerjemahkan seluruh struktur m 1 dalam arah x dan 1 m dalam arah z-. Untuk melakukan ini:

- Dorong 'Pilih Semua' tombol di bagian bawah jendela editor struktur.
- Dorong 'Terjemahkan' tombol dan mengisi kotak dialog sebagai berikut:



Gambar 24: Menerjemahkan struktur dengan vektor [1, 0 1].

Menekan tombol OK dan struktur adalah menerjemahkan



Gambar 25: Struktur diterjemahkan.

Sekarang akan menciptakan array ditumpuk ini Yagi. Stack akan berorientasi vertikal dan jarak antara antenna akan 0,5 m. Untuk melakukan ini:

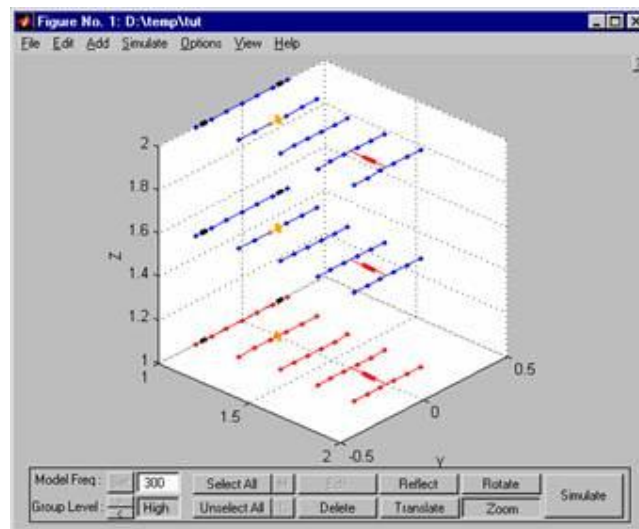
- Pilih semua.

- Tekan tombol menerjemahkan dan mengisi kotak dialog sebagai berikut:



Gambar 26: Membuat 2 duplikat dari struktur.

- Tekan tombol OK dan amati hasilnya.



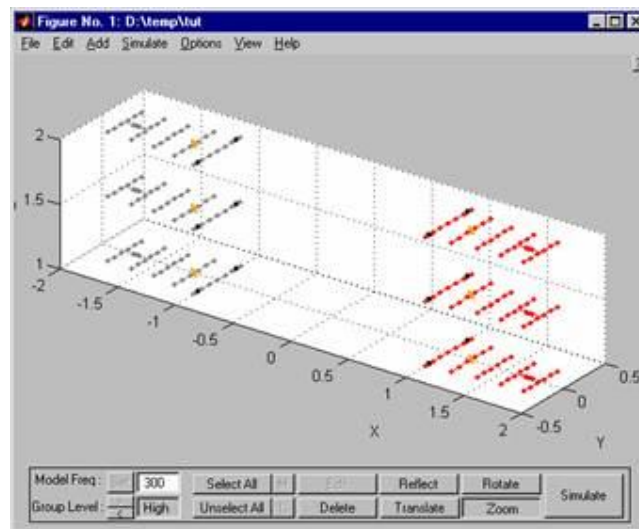
Gambar 27: Sebuah 3-tumpukan Yagi.

sekarang akan menganggap bahwa ini modifikasi dibuat untuk struktur tidak benar. Untuk membatalkan modifikasi ini <control-Z> push (tombol kontrol dan kemudian tombol Z).

Untuk mengulang <control-Y> mendorong operasi. Struktur sekarang harus dikembalikan ke yang ditunjukkan pada Gambar 27.

Struktur sekarang akan tercermin di sepanjang sumbu x (yz pesawat). Untuk melakukan ini:

- Pilih semua.
- Tekan tombol merefleksikan dan memeriksa kotak centang sumbu-x.
- Tekan tombol OK.



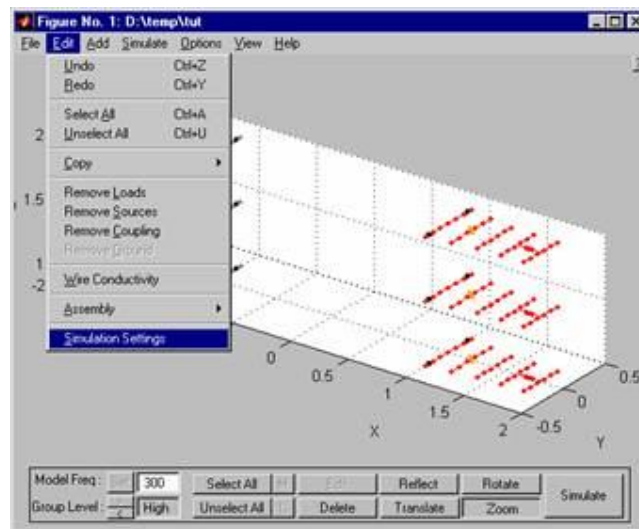
Gambar 28: Struktur tercermin sepanjang sumbu-x.

Perhatikan bahwa bagian tercermin dari struktur abu-abu. Ini warna abu-abu berarti bahwa elemen-elemen struktur bentuk gambar dari struktur asli dan simetri yang akan digunakan dalam simulasi. Jika memodifikasi struktur (selain untuk menambah saluran transmisi dan Eksitasi), maka simetri model akan hilang.

Ini menyimpulkan generasi model.

4.3.1 Mengatur pengaturan simulasi

Mari asumsikan bahwa ingin model struktur ini dari 250 MHz ke 300 MHz dan menentukan pola radiasi pada rentang frekuensi. Untuk menetapkan pengaturan ini simulasi panggilan Edit | Simulasi Item menu Setelan.



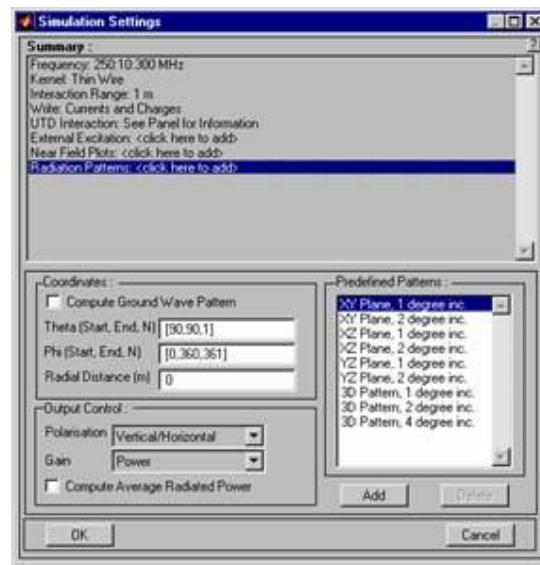
Gambar 29: Memanggil editor pengaturan simulasi.

Gambar 30 menunjukkan editor pengaturan simulasi dengan simulasi frekuensi diatur untuk dimulai pada 250 MHz, akhir pada 300 MHz dan naik 10 MHz interval ([250:10:300]).



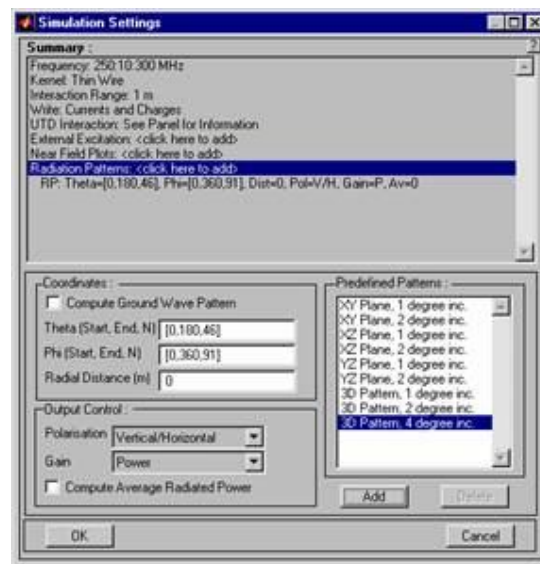
Gambar 30: Pengaturan rentang frekuensi simulasi.

Untuk mengatur pola radiasi, klik pada baris terakhir dari kotak daftar ringkasan (Pola Radiasi: <click sini untuk add>). Bagian bawah dari perubahan kotak dialog untuk editor pola radiasi seperti yang ditunjukkan pada Gambar 31



Gambar 31: Editor pola radiasi.

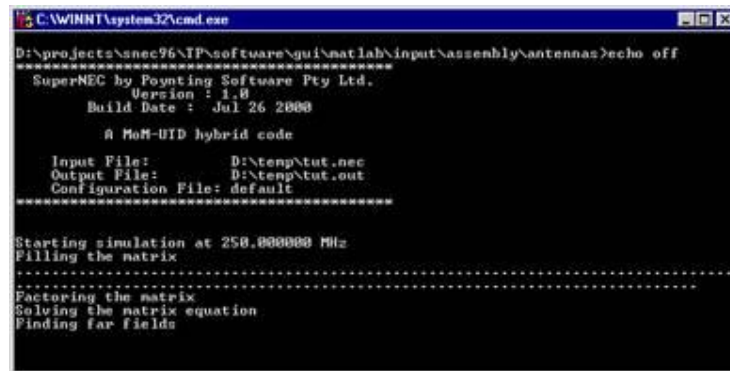
Pilih pola 3D di 4 derajat bertahap dari kotak daftar pola yang telah ditetapkan dan menekan tombol Add. Dialog Pengaturan simulasi perubahan yang ditunjukkan pada Gambar 32.



Gambar 32: Menambahkan pola radiasi.

Ini menyimpulkan kebutuhan simulasi pengaturan simulasi dan tombol OK dapat ditekan.

Sekarang kembali ke editor struktur. Untuk mensimulasikan struktur, tekan tombol mensimulasikan di sisi kanan bawah editor. akan diminta untuk menyimpan pekerjaan , setelah simulasi akan dilanjutkan. Simulasi berlangsung di kotak DOS yang mirip dengan Gambar 33.

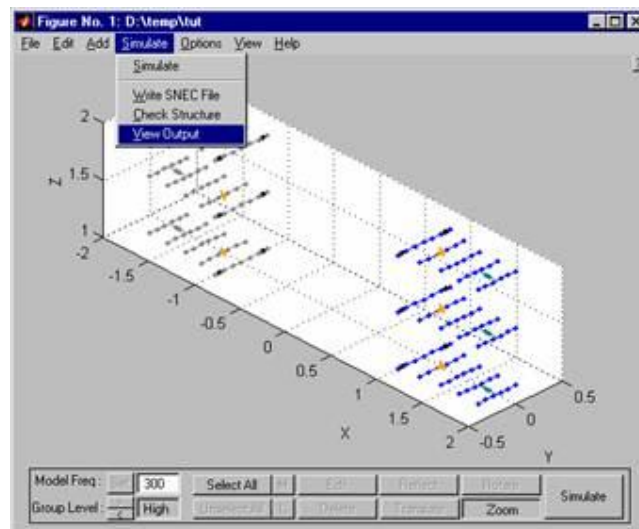


```

C:\WINNT\system32\cmd.exe
D:\projects\sneec96\IP\software\gui\matlab\input\assembly\antennas>echo off
*****
SuperNEC by Pozmting Software Pty Ltd.
Version : 1.0
Build Date : Jul 26 2000
A MoM-UTD hybrid code
Input File:      D:\temp\stut.nec
Output File:     D:\temp\stut.out
Configuration File: default
*****
Starting simulation at 250.000000 MHz
Filling the matrix
.....
Factoring the matrix
Solving the matrix equation
Finding far fields
  
```

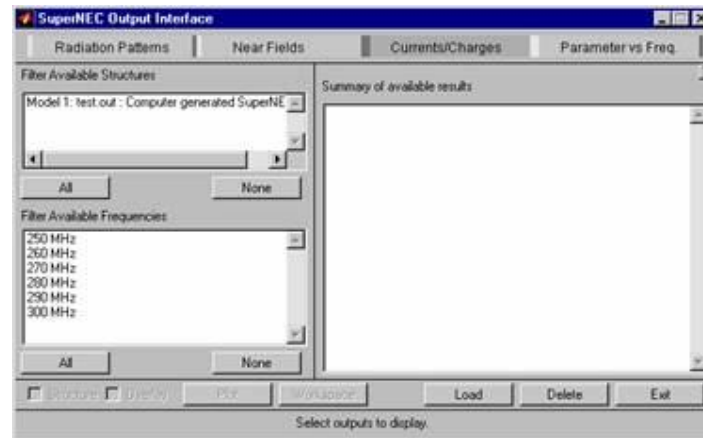
Gambar 33: Menjalankan simulasi dalam jendela DOS.

Untuk melihat hasil simulasi, gunakan Simulasikan | Lihat Item menu output.



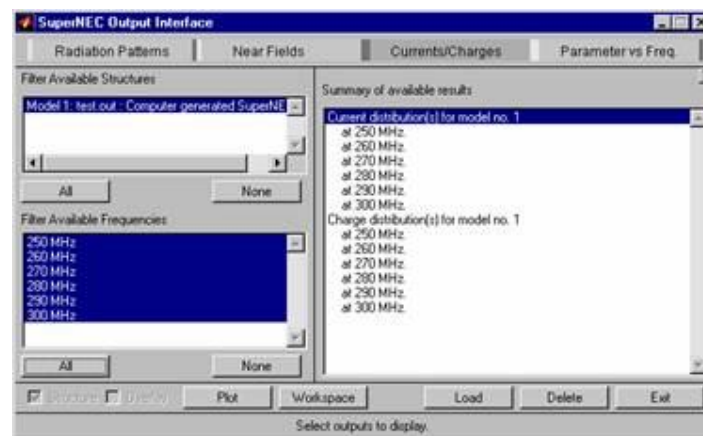
Gambar 34: Memulai penampil output.

Penampil output ditunjukkan pada Gambar 35 akan muncul.



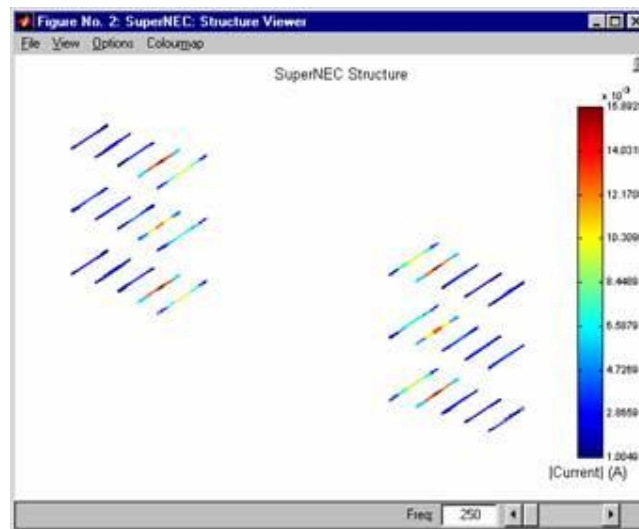
Gambar 35: Pada penampil output.

Dorong 'Semua' tombol di bawah kotak daftar 'Struktur Tersedia Filter' dan juga 'Semua' tombol di bawah kotak daftar 'Frekuensi Tersedia Filter'. The 'Ringkasan hasil yang tersedia' kotak daftar akan berubah seperti yang ditunjukkan pada Gambar 36.



Gambar 36: Menampilkan arus yang tersedia dan nilai untuk ditampilkan.

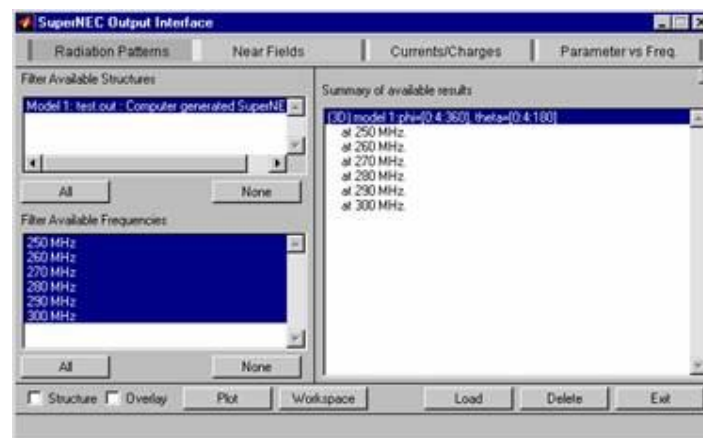
Baris atas kotak daftar disorot. Ini sesuai untuk memilih semua distribusi saat ini untuk merencanakan. Untuk melihat distribusi saat ini mendorong 'Plot' tombol. Sebuah jendela seperti Gambar 37 akan muncul.



Gambar 37: Distribusi gain

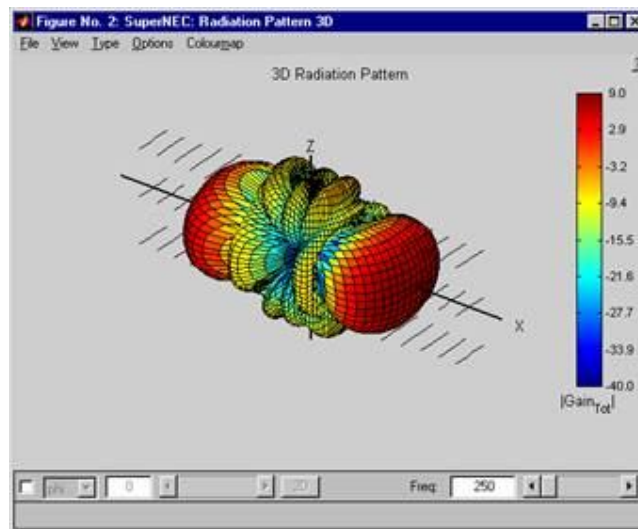
Slider di sisi kanan bawah layar dapat dipindahkan untuk melihat arus pada frekuensi simulasi lainnya.

Kembali ke penampil output dan mendorong tab 'Radiasi Pola' di bagian atas penampil. The 'Ringkasan hasil yang tersedia' kotak daftar akan berubah seperti yang ditunjukkan pada Gambar 38



Gambar 38: Menampilkan pola radiasi yang tersedia.

Centang kotak cek berlabel 'Struktur' di sisi kiri bawah dari jendela. Jika 'Plot' tombol sekarang ditekan, maka pola radiasi overlay pada struktur akan diplot. Ini diilustrasikan dalam Gambar 39.



Gambar 39: Pola radiasi 3D.

Struktur harus diperbesar untuk melihat dengan benar. Hal ini dicapai dengan menggunakan View | Struktur | Skala menu item.

Slider di sisi kanan bawah plotter dapat dipindahkan untuk menunjukkan pola radiasi pada frekuensi yang berbeda.

Ini menyimpulkan tutorial Yagi array yang dimodifikasi. File struktur, masukan SuperNEC dan file output dapat ditemukan di direktori tutorial. Mereka disebut iptut.str, iptut.nec dan iptut.out masing-masing.

Ada beberapa file contoh lain yang terletak di direktori tutorial. Mereka adalah:

1. Pada *optut file* .* model dipol dilipat Yagi antenna dari 100 MHz sampai 300 MHz. Bidang Dekat, 2-D pola radiasi dan 3-D pola dihitung untuk antenna ini.
2. Para *optutmom file* .* model monopole di piring tanah ukuran terbatas. Pelat tanah dimodelkan menggunakan MoM dan 2-D pola radiasi dihitung.
3. File *optututd* .* model monopole terbatas pada pelat tanah seukuran sama *optutmom* itu .* simulasi. Pola radiasi yang diminta juga identik.

dapat membandingkan hasil yang diperoleh dari MoM dan simulasi Monopole UTD sebagai berikut:

- Mulai utilitas output dengan mengetik SuperNEC *snecout* pada baris perintah Matlab.
- Load file *optutmom.out* ke utilitas output.
- Dorong 'Load' tombol dan memuat file *optututd.out*.



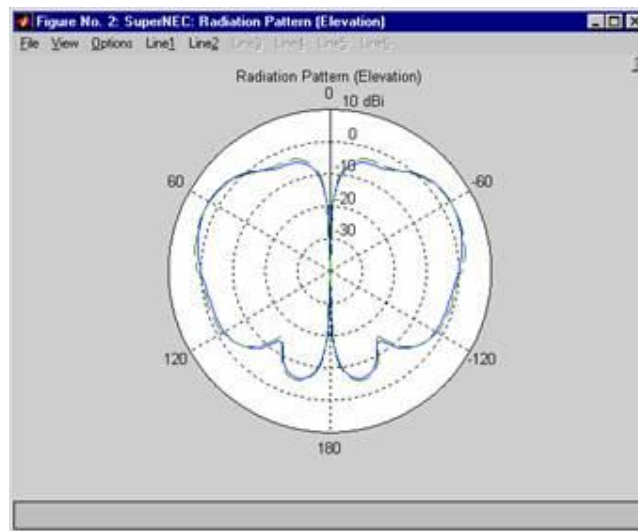
Gambar 40: Output interface SuperNEC dengan baik MoM dan file output UTD dimuat.

- Dorong baik 'Semua' tombol untuk memilih kedua model dan semua frekuensi.
- Dorong tag 'Pola Radiasi' dan pilih pola radiasi 250 MHz seperti yang ditunjukkan di bawah ini:



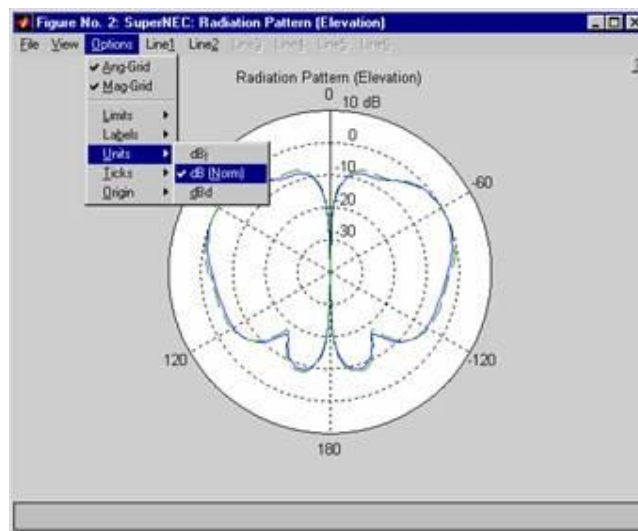
Gambar 41: Memilih pola 250 MHz radiasi.

- Periksa dengan 'Overlay' kotak centang dan mendorong 'Plot' tombol. Pola radiasi akan muncul overlay pada penampil pola radiasi seperti yang ditunjukkan pada Gambar 42.



Gambar 42: Membandingkan MoM dan pola UTD.

- Normalise pola radiasi seperti yang ditunjukkan di bawah ini:



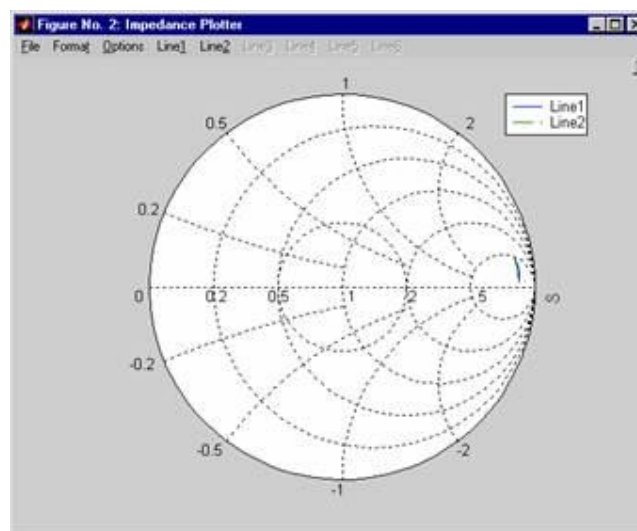
Gambar 43: pola yang wajar dari radiasi.

- Bandingkan pola radiasi dinormalisasi di frekuensi lain dengan cara yang sama.
- Impedansi input dihitung dengan menggunakan dua teknik dapat dibandingkan dengan menetapkan antarmuka output sebagai berikut:



Gambar 44: Menyiapkan antarmuka output untuk perbandingan impedansi masukan.

- Periksa tombol 'Overlay' dan mendorong 'Plot' tombol. Impedansi masukan yang dilapis pada diagram Smith seperti yang ditunjukkan pada Gambar 45.



Gambar 45: Membandingkan impedansi input dihitung dengan dua metode.

4.4 Menjalankan SuperNEC dari baris perintah Matlab

Editor Struktur SuperNEC, mesin dan satuan keluaran semua dapat dijalankan dari baris perintah Matlab. Untuk menggambarkan proses ini, tiga demonstrasi m-file telah ditulis. Mereka dapat ditemukan dalam direktori tutorial dan disebut demo1.m, demo2.m dan demo3.m.

Para demo1.m file yang menghitung panjang resonansi dari sebuah Monopole dipasang pada tanah pesawat tak terbatas. Hal ini dilakukan dengan sistematis memvariasikan panjang monopole sampai bagian imajiner dari impedansi mendekati

nol. Algoritma ini sangat kasar, tetapi berfungsi untuk menggambarkan beberapa konsep dasar.

Untuk menjalankan file `demo1.m`:

- Pada baris perintah Matlab menggunakan perintah `cd` untuk mengubah ke direktori tutorial. Sebagai contoh, `cd c:\SNEC\tutorial`.

- Jalankan file `demo1.m` dengan mengetikkan `demo1` pada baris perintah Matlab.

Demonstrasi menarik monopole dalam jendela editor struktur untuk setiap langkah dalam simulasi sehingga harus dapat melihat perubahan dalam panjang monopole sebagai simulasi berlangsung. Hasil simulasi yang tercetak pada baris perintah Matlab pada akhir simulasi. dapat melihat kode m-file dengan mengetik '`demo1.m edit`' pada baris perintah Matlab.

File demonstrasi kedua menggambarkan penggunaan simetri dalam simulasi dua back-to-back antenna Yagi. Jarak antara antenna bervariasi antara 0,1 m dan 1,5 m dengan penambahan sebesar 0,05 m. Pada setiap langkah dalam simulasi, simulasi struktur dan keuntungan maksimum dari pola radiasi diekstrak. Kode menemukan pemisahan yang memberikan keuntungan maksimum dalam arah manapun (tidak memberikan hal atribut lainnya dari pola). Pada akhir simulasi, variasi keuntungan maksimum dan pemisahan diplot dan, di samping itu, 'terbaik' pola radiasi diplot.

Demonstrasi terakhir m-file menggambarkan beberapa fungsi baris perintah SuperNEC. Ketika menjalankan file ini, menonton baris perintah Matlab untuk langkah-langkah bahwa m-file adalah melakukan. Meminta untuk menekan tombol sebelum setiap perintah dilakukan.

5. Pertanyaan

Bagaimana bisa mendapatkan salinan dari perangkat lunak SuperNEC?

SuperNEC dapat didownload melalui internet dari www.supernec.com atau jika tidak dapat men-download dapat mengirimkan CD versi terbaru dari perangkat lunak.

T. Bagaimana dapat menerima lisensi untuk perangkat lunak?

A. Agar untuk mengeluarkan lisensi pertama-tama harus mengirimkan mesin

`"hostid."` Dalam rangka untuk mendapatkan `"hostid"`: Jalankan "Lisensi

Alat" program yang datang dengan SuperNEC (`lictool.exe`), dan mengisi kolom yang diperlukan.

Pilih salah satu pilihan E-MAIL SEKARANG, yang secara otomatis akan mengirimkan informasi yang diperlukan atau SAVE AS TEKS DAN OPSI E_mail KEMUDIAN dan melampirkan file yang disimpan ke e-mail ke supernec@poynting.co.za. Setelah melakukan ini, akan menghasilkan sebuah file lisensi yang unik untuk komputer, yang akan mengirimkan kepada sesegera mungkin.

T. Bagaimana cara menginstal file license.dat?

A. Enter, drag dan drop file license.dat atas wilayah tertentu dari program alat lisensi

SuperNEC (lictool.exe) atau menyalin file license.dat bahwa telah dikirim

kepada untuk "INSTALL_DIR \ lisensi \" direktori, dimana INSTALL_DIR

adalah misalnya instalasi SuperNEC direktori. c: \ SNEC \.

T. telah menginstal file lisensi, tapi masih menerima kesalahan ketika mencoba untuk

menjalankan perangkat lunak. Periksa bahwa file lisensi (license.dat) yang

dikirimkan kepada telah disalin ke direktori *lisensi \ snecroot* dan tidak ke

direktori lain. Juga periksa bahwa jika memilih "matlab runtime" pilihan

bahwa memiliki lisensi runtime SuperNEC. Evaluasi lisensi biasanya

mencakup lisensi runtime, gratis akademik SuperNEC Lite lisensi tidak.

T. Apa persyaratan yang harus bertemu untuk mendapatkan lisensi untuk SuperNEC

gratis?

A. Jika berafiliasi dengan institusi akademik (misalnya seorang mahasiswa

atau dosen) memenuhi syarat untuk salinan gratis dari SuperNEC lite.

Q. Apakah versi gratis dari SuperNEC memiliki semua fungsionalitas dari versi lengkap

dari SuperNEC?

Versi gratis dari SuperNEC memiliki semua fungsionalitas dari versi lengkap, tetapi terbatas dalam ukuran masalah yang dapat diselesaikan. (Yaitu masalah kurang dari 300 segmen dan tidak lebih dari 3 objek UTD dapat digunakan dalam model).

T. Ketika menjalankan perangkat lunak kotak dialog parameter di GUI tidak muncul.

A. sadar bahwa ada masalah kompatibilitas dengan beberapa versi Matlab dan

Windows XP. dapat ke

www.mathworks.com/support/solutions/data/30479.shtml untuk menemukan memperbaiki untuk masalah kompatibilitas.

T. Dapatkah menjalankan SuperNEC tanpa Matlab?

J. Ya, dapat menjalankan SuperNEC tanpa Matlab. Ini dikenal sebagai versi *run-time* dari SuperNEC. Harap pastikan bahwa memilih pilihan runtime Matlab selama proses instalasi.

T. Apa perbedaan antara *Versi Run Time* dan versi normal SuperNEC?

A. Versi *run-time* dari SuperNEC tidak memerlukan Matlab. Namun ini tidak mencegah pengguna dari menciptakan ran sendiri.

T. Apakah SIG?

A. SIG singkatan Interpolasi Struktur dan Gridding. SIG adalah sebuah program yang berdiri sendiri yang memungkinkan pengguna untuk membuat model yang kompleks, seperti pesawat untuk program jenis NEC.

T. Dapatkah Autocad file (*. *DWG*) ke SuperNEC?

A. SuperNEC saat ini tidak mendukung file dengan ekstensi file *. *DWG*.

T. Jika alamat IP dari komputer berubah, perubahan ini akan mempengaruhi lisensi SuperNEC atau tidak ?

A. Tidak, ini tidak akan mempengaruhi lisensi SuperNEC .

T. Hard drive komputer telah diformat, mengapa SuperNEC perangkat lunak tidak bekerja lagi?

A. lisensi file yang unik dihasilkan untuk komputer menggunakan alamat Ethernet atau kunci hard drive. Setelah hard *drive* diformat, perubahan kunci. mungkin perlu untuk mendapatkan file lisensi baru dari SuperNEC.

LAMPIRAN G
DOKUMENTASI HASIL PERANCANGAN



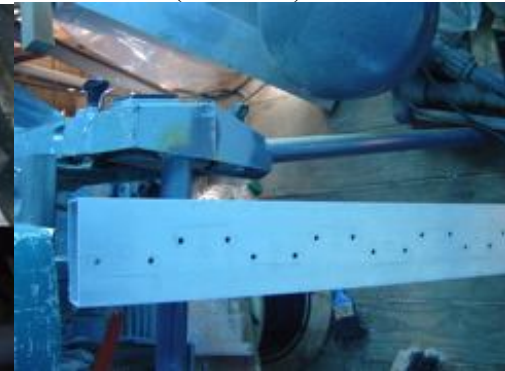
Gambar G.1 Pelubangan dengan Mata Bor 1,00 mm



Gambar G.2 Membor Lubang 6,5mm (lebar slot)



Gambar G.3 Memperlebar Lubang Sebesar Waveguide 10mm Untuk N_Soket, memiliki Ujung Canonical, lalu gunakan mata bor 16 mm untuk memperlebar lubang



Gambar G.4 Permukaan *waveguide* yang telah di plot



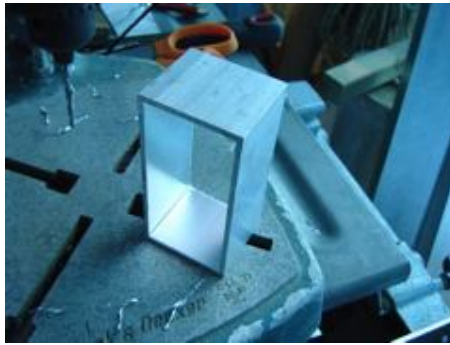
Gambar G.5. Pemotongan Lubang berbentuk slot



Gambar G.6 Hasil Akhir Setelah Waveguide dilubangi



Gambar G.7 Untuk Hasil Akhir Slot dibersihkan dengan Kikir



Gambar G.8 Menggunakan Potongan dengan lebar 44mm



Gambar G.9 Potongan Reflektor Atas



Gambar G.10 Potongan Reflektor Atas



Gambar G.11 Pemasangan Reflektor Atas



Gambar G.12 Reflektor Bawah



Gambar G.13 Pemasangan Reflektor Bawah



Gambar G.14 Diameter apabila Menggunakan Kawat tembaga 2mm



Gambar G.15 Pemasangan N-Soket



Gambar G.16 *Conical Feeder* lebih baik Dari pada kawat lurus $\frac{1}{4}$ panjang gelombang



Gambar G.17 Pemasangan N-Soket



Gambar G.18 Pemasangan Mounting pada Tiang Penyangga

LAMPIRAN H
DOKUMENTASI HASIL PENGUKURAN



Gambar M-1 Dokumentasi Pengukuran di Luar Ruangan dan di Dalam Ruangan

LAMPIRAN I
SPESIFIKASI *ACCESS POINT TP-LINK TL-WA901ND*
YANG DIPAKAI

National restrictions

This device is intended for home and office use in all EU countries (and other countries following the EU directive 1999/5/EC) without any limitation except for the countries mentioned below:

Country	Restriction	Reason/remark
Bulgaria	None	General authorization required for outdoor use and public service
France	Outdoor use limited to 10 mW e.i.r.p. within the band 2454-2483.5 MHz	Military Radiolocation use. Refarming of the 2.4 GHz band has been ongoing in recent years to allow current relaxed regulation. Full implementation planned 2012
Italy	None	If used outside of own premises, general authorization is required
Luxembourg	None	General authorization required for network and service supply(not for spectrum)
Norway	Implemented	This subsection does not apply for the geographical area within a radius of 20 km from the centre of Ny-Ålesund
Russian Federation	None	Only for indoor applications

Note: Please don't use the product outdoors in France.

TL-WA901ND

300Mbps Wireless N Access Point



LAMPIRAN J
SPESIFIKASI *WIRELESS ROUTER 2,4 GHz LINKSYS WRT-54 GL*
YANG DIPAKAI

Frequency Range (MHz) Power (EIRP)
2454-2483.5

Location		
Indoor (No restrictions)	2400-2483.5 100 mW (20 dBm)	100 mW (20 dBm)
Outdoor	2400-2454	10 mW (10 dBm)



LAMPIRAN K

***DATA SHEET* KONEKTOR YANG DIPAKAI**



CFD200 Connector Cable Stripping Information

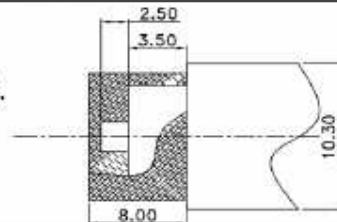
N-type Male	
N-type Female	
RPSMA	
RG-TNC	

FreeNet Antennas

Instructions

CFD400 Clamp Connectors

Cut cable as shown at left.
Dimensions in mm.



Install parts over cable as shown below.



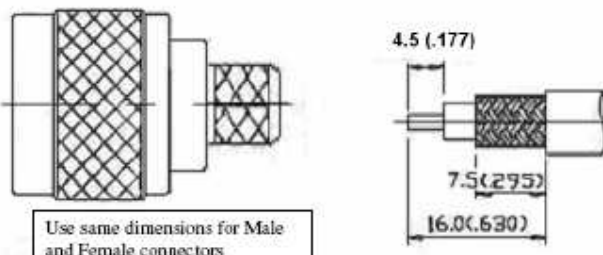
Fold braid back over the ferrule.
Solder pin onto center conductor



Slide barrel over cable, and tighten nut.



CFD400 Connector Cable Stripping Information

N-type Male and N-type Female	 Use same dimensions for Male and Female connectors 4.5 (.177) 7.5 (.295) 16.0 (.630)
---	---

LAMPIRAN L
PEMILIHAN DARI BERBAGAI MACAM *LINE FEEDER* YANG TEPAT
UNTUK PENGGUNAAN SALURAN TRANSMISI BUMBUNG
GELOMBANG (*WAVEGUIDE*) PADA FREKUENSI 2,4 GHz

Appendix L: Ukuran Kabel (*Line Feeder*)^[4]

Gauge kabel, diameter, kapasitas arus, dan resistansi di 20°C. Nilai-nilai ini dapat bervariasi dari kabel ke kabel. Jika ragu-ragu, konsultasikan spesifikasi pabrik.

AWG	Diameter (mm)	Ohms / Meter	Max Amperes
0000	11,68	0,000161	302
000	10,40	0,000203	239
00	9,27	0,000256	190
0	8,25	0,000322	150
1	7,35	0,000406	119
2	6,54	0,000513	94
3	5,83	0,000646	75
4	5,19	0,000815	60
5	4,62	0,001028	47
6	4,11	0,001296	37
7	3,67	0,001634	30
8	3,26	0,002060	24
9	2,91	0,002598	19
10	2,59	0,003276	15

Typ		RG-316	RG-174	RG-58/U	RG-59	RG-213/UBX	RG-213 FOAM	AIRCOM plus	AIRCELL 7	ECOFLEX 10	ECOFLEX 15	H-155	
Impedance		50	50	50	75	50	50	50	50	50	50	50	Ohm
Outer diameter		2,6	2,8	5,8	6,2	10,3	10,3	10,3	7,3	10,2	14,6	5,4	mm
Loss at	30 MHz	18	20	9,0	6,0	1,97	3,7	2,5				3,4	dB/100m
	144 MHz	32	34	19	13,5	8,5	4,84	4,5	7,9	4,8	3,4	11,2	dB/100m
	432 MHz	60	70	33	23	15,8	9,3	8,2	14,1	8,9	6,1	19,8	dB/100m
	1296 MHz	100	110	64,5		28	18,77	15,2	26,1	16,5	11,4	34,9	dB/100m
	2320 MHz	140	175				23,7	21,5	39	23,1	16,0		dB/100m
Velocity factor		0,7	0,66	0,66		0,66	0,8	0,8	0,83	0,86	0,86	0,79	
Max. load at	10 MHz	900	200				2000	5550	2960	3900	6450	550	W
	145 MHz	280	95				1000	700	1000	1850	1000	240	W
	1000 MHz	120	30				120	280	190	350	560	49	W

Type	Diam.	Bending radius	Imp.	Vel.	Kg/100m	pF/m	10	14	28	50	100	144	435	1296	2400
Aircell 7	7.3	25	50	0.83	7.2	74		3.4	3.7	4.8	6.6	7.9	14.0	26.1	38.0
Aircom Plus	10.8	55	50	0.85	15.0	84	0.9				3.3	4.5	8.2	14.5	23.0
H-2000 Flex	10.3	50	50	0.83	14.0	80		1.4	2.0	2.7	3.9	4.8	8.5	15.7	23.0
H-1000	10.3	75	50	0.83	14.0	80		1.4	2.0	2.7	3.9	4.8	8.5	15.7	23.0
H-500	9.8	75	50	0.81	13.5	82	1.3			2.9	4.1		9.3	16.8	24.5
H-100	9.8		50	0.84		80					4.5				
H-43	9.8	100	75	0.85	9.1	52	1.2			2.5	3.7		8.0	14.3	23.7
LCF 12-50	16.2	70	50	?	22	?	0.67		< 1.17		2.16	< 3	< 4.7	< 9	< 13
LCF 58-50	21.4	90	50	?	37	?	0.5		< 0.88		1.64	< 2.2	< 3.5	< 7	< 10
LCF 78-50	28	120	50	?	53	?	0.35		< 0.62		1.15	< 1.6	< 2.5	< 5	< 7
RG-223	5.4	25	50	0.66	6.0	101		6.1	7.9	11.0	15.0	17.6			
RG-213U	10.3	110	50	0.66	15.5	101	2.2		3.1	4.4	6.2	7.9	15.0	27.5	47.0
RG-174U	2.8	15	50	0.66		101					30.9				
RG-59	6.15	30	75	0.66	5.7	67					12.0		25.0	33.6	
RG-58CU	5.0	30	50	0.66	4.0	101		6.2	8.0	11.0	15.6	17.8	33.0	65.0	100.0
RG-58 others	4.9	32	50	0.78	3.2	82				8.3	11.0		23.0	44.8	
RG-11	10.3	50	75	0.66	13.9	67				4.6	6.9		18.0	30.0	



CABLE SPECIFICATION CHART

ESM CABLE CODE	CABLE DESCRIPTION	CABLE OD	Insulation (Chim)	Jacket Material	Center Conductor Material	Center Conductor Type	Center Conductor Diameter	Dielectric Material	MFG.	MFG P/N	ESM CABLE CODE	Suggested Max Freq.	Insertion Loss (dB/100ft)							Power Handling (Max. CW)						
													1 GHz	6 GHz	10 GHz	20 GHz	26.6 GHz	40 GHz	1 GHz	6 GHz	10 GHz	20 GHz	26.6 GHz	40 GHz		
TR047	Conformable M17115-1 Type	0.047"	50	Tin Plated	SPCW	Solid	0.011	PTFE	Belgen	1674A	TR047	20 GHz	37.00	30.00	131.00	192.00			31	13	9.3	6.5				
TR047C	Conformable M17115-1 Type Non-Mag	0.047"	50	Tin Plated	SPCW	Solid	0.0113	PTFE	Belgen	1674B	TR047C	20 GHz	37.00	30.00	131.00	192.00			31	13	9.3	6.5				
TR068	Conformable RG408 Type	0.068"	50	Tin Plated	SPCW	Solid	0.0201	PTFE	Belgen	1671A	TR068	20 GHz	22.50	55.00	82.00	120.00			119	46	30	20				
TR068B	Conformable RG408 Type Jacketless	0.127"	50	PVC	SPCW	Solid	0.0201	PTFE	Belgen	1671J	TR068B	20 GHz	22.50	55.00	82.00	120.00			119	46	30	20				
TR141	Conformable RG402 Type	0.141"	50	Tin Plated	SPCW	Solid	0.0350	PTFE	Belgen	1673A	TR141	20 GHz	12.00	31.00	47.00	70.00			401	157	105	70				
TR141C	Conformable RG402 Type Jacketless	0.178"	50	PVC	SPCW	Solid	0.0350	PTFE	Belgen	1673J	TR141C	20 GHz	12.00	31.00	47.00	70.00			401	157	105	70				
RA088	Aluminum Semi-Rigid Tin Plated	0.088"	50	Tin Plated	SPCW	Solid	0.0201	PTFE		M171135-00013	RA088	20 GHz	22.00	50.00	80.00	130.00			120	52	35	20				
RA141	Aluminum Semi-Rigid Tin Plated	0.141"	50	Tin Plated	SPCW	Solid	0.0201	PTFE		M171135-00055	RA141	20 GHz	12.00	29.00	45.00	70.00			300	120	80	50				
BR047	Copper Semi-Rigid Tin Plated	0.047"	50	Tin Plated	SPCW	Solid	0.0113	PTFE		M171151-00002	BR047	20 GHz	40.00	30.00	130.00	190.00			32	13	9	6.5				
BR047C	Copper Semi-Rigid TP Non-Magnetic	0.047"	50	Tin Plated	SPCW	Solid	0.0113	PTFE	EZ-FORM	810505	BR047C	20 GHz	40.00	30.00	130.00	190.00			32	13	9	6.5				
BR088	Copper Semi-Rigid Tin Plated	0.088"	50	Tin Plated	SPCW	Solid	0.0201	PTFE		M170133-00001	BR088	20 GHz	22.00	50.00	80.00	130.00			130	54	35	20				
BR088C	Copper Semi-Rigid TP Non-Magnetic	0.088"	50	Tin Plated	SPCW	Solid	0.0201	PTFE		M170133-00003	BR088C	20 GHz	22.00	50.00	80.00	130.00			130	54	35	20				
BR118	Copper Semi-Rigid Silver Plated	0.118"	50	Silver Plated	SPCW	Solid	0.0315	LO PTFE	Storm	421-0355-3	BR118	20 GHz	16.00	39.00	40.00	59.00			450	180	120	70				
BR141	Copper Semi-Rigid Tin Plated	0.141"	50	Tin Plated	SPCW	Solid	0.0350	PTFE		M170130-00001	BR141	20 GHz	12.00	29.00	45.00	70.00			450	180	120	70				
BR141C	Copper Semi-Rigid TP Non-Magnetic	0.141"	50	Tin Plated	SPCW	Solid	0.0350	PTFE	EZ-FORM	810053	BR141C	20 GHz	12.00	29.00	45.00	70.00			450	180	120	70				
FL088	Flexible RG405 Type (BLUE)	0.104"	50	PEP	SPCW	Solid	0.0201	LO PTFE	Storm	39-405	FL088	20 GHz	23.00	52.00	80.00	130.00			119	46	30	20				
FL141	Flexible RG402 Type (BLUE)	0.153"	50	PEP	SPCW	Solid	0.0350	PTFE	Hanshu	33-432	FL141	20 GHz	13.00	30.00	45.00	70.00			250	157	72	45	30	20		
FL141C	Flexible RG402 Type Jacketless (Pink)	0.153"	50	PEP	SPCW	Solid	0.0350	PTFE	Hanshu	33-432	FL141C	20 GHz	13.00	30.00	45.00	70.00			250	157	72	45	30	20		
EW140	Flexible Low Loss	0.153"	50	PEP	SPCW	Solid	0.0350	LO PTFE	Semflex	3W150	EW140	25 GHz	13.00	30.00	43.00	63.00			1000	400	300	160				
EW180	Flexible Low Loss	0.180"	50	PEP	SPCW	Solid	0.0510	LO PTFE	Semflex	3W180	EW180	25 GHz	9.10	21.30	31.30	47.00			1730	650	500	250				
EW200	Flexible Low Loss	0.200"	50	PEP	SPCW	Solid	0.0510	LO PTFE	Semflex	R4200	EW200	25 GHz	7.42	17.50	26.30	38.40			2100	1000	800	350				
EW282	Flexible Low Loss	0.282"	50	PEP	SPCW	Solid	0.0890	LO PTFE	Semflex	LA350	EW282	15 GHz	4.44	10.41	15.35	21.30			4700	2000	1300	1000				
RG142	Flexible Double Shield	0.195"	50	PEP	SPCW	Solid	0.0370	PTFE		M17162-RG142	RG142	12.4 GHz	9.00	13.00	22.00	35.00			600 MHz	1 GHz	2.6 GHz	8 GHz	10 GHz			
RG178	Flexible Single Shield	0.071"	50	PEP	SPCW	Stranded	0.0120	PTFE		M17165-00001	RG178	3 GHz	32.00	45.00	72.00	115.00			700	480	250	170	120			
RG178B	Flexible Single Shield	0.100"	75	PEP	SPCW	Stranded	0.0120	PTFE		M17165-RG175	RG178B	1 GHz	17.00	24.00	34.00	N/A			120	80	50	30	17			
RG188	Flexible Single Shield	0.100"	50	PTFE	SPCW	Stranded	0.0201	PTFE		R6188AJ	RG188	3 GHz	18.00	27.00	43.00	63.00			110	66	N/A	N/A	N/A			
RG318	Flexible Single Shield	0.088"	50	PEP	SPCW	Stranded	0.0201	PTFE		M171113-RG318	RG318	3 GHz	19.00	27.00	43.00	63.00			270	180	110	70	50			
RG318B	Flexible Double Shielded	0.114"	50	PEP	SPCW	Stranded	0.0201	PTFE		M171152-00001	RG318B	12.4 GHz	9.00	13.00	22.00	35.00			270	180	110	70	50			
RG400	Flexible Double Shielded	0.200"	50	PEP	SPCW	Stranded	0.0350	PTFE		M17172B-RG400	RG400	12.4 GHz	9.00	13.00	22.00	35.00			700	480	250	170	120			
RG400B	Flexible Double Shielded	0.250"	50	PEP	SPCW	Stranded	0.0350	PTFE		M17172B-RG400B	RG400B	11 GHz	5.00	7.50	13.00	22.00			1800	1240	710	400	280			
RG48	Flexible Single Shield	0.195"	50	PVC-NC	TC	Stranded	0.0360	PE		M171155-00001	RG48	1 GHz	11.00	16.00	26.00	42.00			120	80	50	30	20			
RG68	Flexible Single Shield	0.242"	75	PVC-NC	BC	Solid	0.0250	PE		M17163-RG655	RG68	1 GHz	8.00	12.00	N/A	N/A			120	80	50	30	20			
RG214	Flexible Double Shielded	0.425"	50	PVC-NC	SPCW	Stranded	0.0950	PE		M17164-00001	RG214	11 GHz	5.50	9.00	14.00	24.00			250	170	100	60	40			
RG223	Flexible Double Shielded	0.212"	50	PVC-NC	SPCW	Solid	0.0350	PE		M17164-RG223	RG223	12.4 GHz	11.00	16.00	26.00	42.00			120	80	50	30	20			
LR0308	Flexible Low Loss Communications	0.200"	50	PE	BC	Solid	0.0440	PE	Times	LMR308	LR0308	6 GHz	7.35	10.50	16.50	N/A			240	170	100	70	50			
LR0340	Flexible Low Loss Communications	0.240"	50	PE	BC	Solid	0.0550	PE	Times	LMR340	LR0340	6 GHz	5.40	8.00	13.00	21.00			250	170	100	70	50			
LR0340B	Flexible Low Loss Communications	0.240"	50	PE	BC	Solid	0.0550	PE	Times	LMR340B	LR0340B	6 GHz	5.40	8.00	13.00	21.00			250	170	100	70	50			
LR0400	Flexible Low Loss Communications	0.400"	50	PE	BC	Solid	0.0950	PE	Times	LMR400	LR0400	6 GHz	2.18	4.30	7.10	13.10			750	540	330	200	150			
LR0400B	Flexible Low Loss Communications	0.400"	50	PE	BC	Solid	0.0950	PE	Times	LMR400B	LR0400B	6 GHz	2.18	4.30	7.10	13.10			750	540	330	200	150			

Footnotes:
1. Manufacturer's suggested maximum frequency, can be used at higher frequencies when properly configured.

Acronyms:

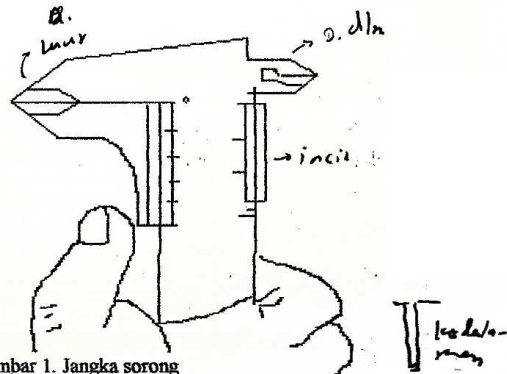
BC Bare Copper
BCCAL Bare Copper Clad Aluminum
SPC Silver Plated Copper
SPCW Silver Plated Copper Stripped Wire
TC Tinnes Copper
PTFE Teflon
LD PTFE Low Density Teflon
FPE Foamed Polyethylene
PE Solid Polyethylene

LAMPIRAN M
DATA SHEET ALAT UKUR

TEORI :

A. Menggunakan jangka sorong.

Peganglah jangka sorong seperti terlihat pada Gambar 1, lepaskan rem dan doronglah rahang jangka sorong sampai terkutup. Telitilah skala utama dan skala nonius jangka sorong yang akan anda gunakan. Berimpitkah garis nol kedua buah skala itu ketika jangka sorong dikatupkan? Hal ini perlu untuk koreksi selanjutnya, jika tidak berimpit catatlah kedudukan relatif garis nol tersebut, artinya carilah garis-garis mana yang saling berimpit? Bandingkanlah skala nonius dengan skala utama!

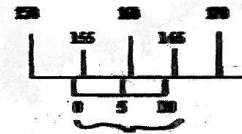


Gambar 1. Jangka sorong

Jangka sorong ini dapat digunakan untuk tiga macam pengukuran yaitu : diameter luar, diameter dalam dan kedalaman. Bagaimanakah cara membaca nonius?

Contoh :

Penunjukan seperti terlihat pada Gambar 2, ternyata garis nol nonius di antara garis 153 dan 154 mm skala utama. Garis 3 skala nonius bertepatan dengan garis 156 skala utama. Misalkan, ketika jangka sorong terkutup, garis nol kedua garis dengan garis 9 skala utama. Apakah hasil bacaannya? Jawab 153,3 mm



Skala Noninus

Gambar M.1 Jangka Sorong



Gambar M.2 Meja Putar

B. Menggunakan mikrometer.

Peganglah mikrometer seperti terlihat pada Gambar 3. Lepaskan rem dan dengan memutar tombol (tombol ini beroda bebas) katupkan mikrometer ini.

Telitilah skala putar dan skala tetap mikrometer itu. Berimpitkah garis nol kedua buah skala itu ?

Pelajari hubungan harga skala utama dan harga skala putar itu.

Mikrometer ini akan digunakan mengukur tebal balok.

Bagaimana caranya membaca skala mikrometer ?

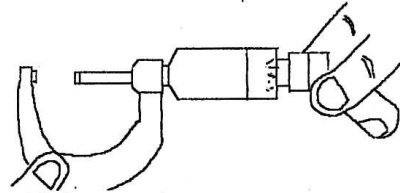
Misalkan : skala putar terdiri dari 50 bagian skala. Berarti satu bagian skala putar setara dengan $\frac{1}{50} \times 0,5 \text{ mm} = 0,01 \text{ mm}$. Garis utama skala utama merupakan acuan dalam pengukuran. Bila garis acuan berada di antara dua buah garis skala putar, perkiraan baca dapat mencapai $\frac{1}{10}$ bagian skala putar. Jadi dengan mikrometer dapat diperoleh pengukuran dengan keraguan 0,001 mm.

Misalkan pada saat mikrometer terkutup, garis nol skala putar tidak berimpit dengan garis acuan. Ada dua kemungkinan :

1. Dalam operasi mikrometer dikatupkan, mikrometer sudah terkutup, tapi garis acuan belum mencapai garis nol skala putar, katakan saja garis 10, berarti bacaan mikrometer berlebih : $10 \times 0,01 \text{ mm}$ dari harga yang sebenarnya.
2. Dalam operasi mikrometer dikatupkan, mikrometer belum terkutup, tetapi garis acuan sudah mencapai garis nol skala putar, berarti untuk mengatupkan tombol harus diputar lagi, katakan saja sampai garis acuan berimpit dengan garis 45 skala putar, maka berarti bahwa bacaan mikrometer kurang $5 \times 0,01 \text{ mm}$ dari harga yang sebenarnya.

Contoh :

Pada waktu mikrometer terkutup, ternyata garis acuan menunjuk skala putar pada kedudukan 40,5 skala (sesudah melalui nol). Pada pengukuran suatu benda, garis utama tersebut menunjuk pada kedudukan 25,5 skala putar dan skala utama terlihat pada 3,5 mm. Berapakah ukuran benda itu ?
Jawab : 3,850 mm.



Gambar 3. Mikrometer sekrup



Gambar M.4 Sweep Oscillator

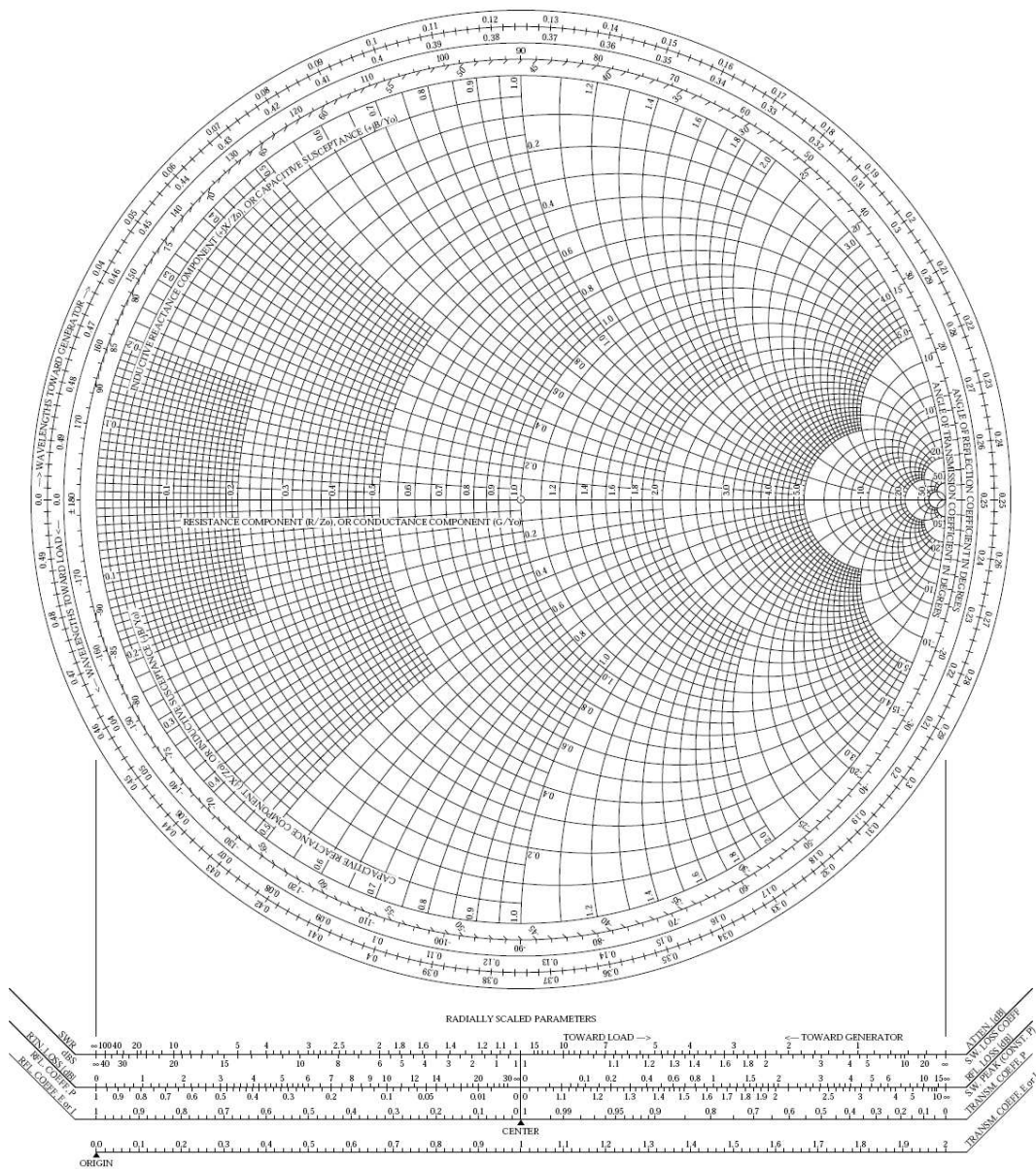


Gambar M.5 Gambar Spektrum Analyzer Anritsu dan Spesifikasi Antena Referensi

(Horn)

LAMPIRAN N
SMITH CHART

Black Magic Design



LAMPIRAN O
ALOKASI KANAL

Appendix O : Alokasi Kanal (Sumber: <http://wndw.net>)

Tabel-tabel berikut menunjukkan nomor saluran dan frekuensi tengah untuk 802.11a dan 802.11 b/g. Perhatikan bahwa sementara semua frekuensi ini termasuk dalam ISM (*Industrial Science & Medicine*) yang tidak berlisensi dan band U-NII, tidak semua saluran tersedia di semua negara. Banyak daerah memberlakukan larangan pada daya output dan penggunaan dalam ruang atau luar ruang pada beberapa saluran. Regulasi ini berubah secara cepat, sehingga selalu ceklah regulasi lokal sebelum memancarkan. Perhatikan bahwa tabel-tabel ini menunjukkan frekuensi tengah untuk setiap saluran. Saluran selebar 22MHz pada 802.11b/g, dan 20MHz di 802.11a. **802.11b / g**

Saluran #	Frekuensi Tengah (GHz)	Saluran #	Frekuensi Tengah (GHz)
1	2,412	8	2,447
2	2,417	9	2,452
3	2,422	10	2,457
4	2,427	11	2,462
5	2,432	12	2,467
6	2,437	13	2,472
7	2,442	14	2,484

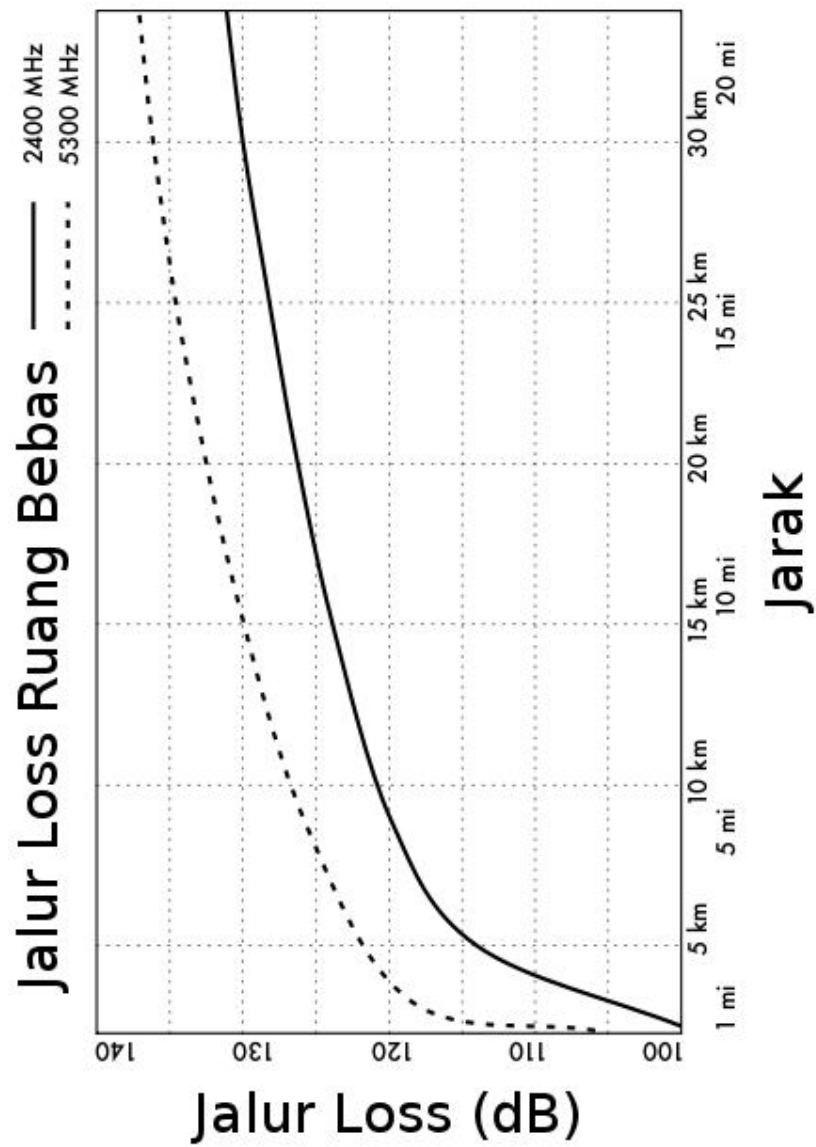
Appendix O: Alokasi Kanal

Saluran #	Frekuensi Tengah (GHz)	Saluran #	Frekuensi Tengah (GHz)
34	5,170	52	5,260
36	5,180	56	5,280
38	5,190	60	5,300
40	5,200	64	5,320

42	5,210	149	5,745
44	5,220	153	5,765
46	5,230	157	5,785
48	5,240	161	5,805

LAMPIRAN P
JALUR LOSS

Appendix P: Jalur Loss



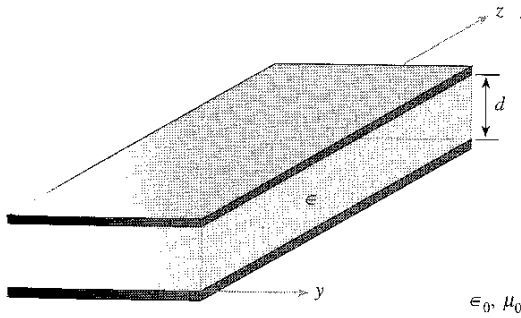
LAMPIRAN Q
PRINSIP KERJA DASAR BUMBUNG
GELOMBANG

**(SUMBER : H. Hayt, William, A. Buck, John H, 2007, *Elektromagnetika*,
Edisi Ketujuh Penerbit Airlangga.)**

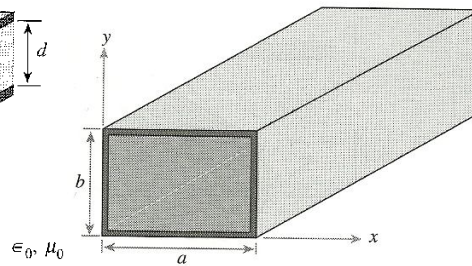
PRINSIP KERJA DASAR BUMBUNG GELOMBANG

Bumbung gelombang tersedia dalam beragam bentuk yang bergantung pada tujuan penggunaannya dan frekuensi gelombang yang akan dilewatkannya. Bentuk paling sederhana dari perangkat ini (dalam konteks analisis medan) adalah bumbung pipa berongga, termasuk bumbung persegi dalam gambar 14.6. Bentuk-bentuk lainnya adalah bumbung pipa berongga, termasuk bumbung persegi dalam Gambar 14.7 dan bumbung gelombang silinder yang ditampilkan dalam gambar 14.8. Bumbung Gelombang dari bahan dielektrikum umumnya digunakan untuk gelombang-gelombang pada frekuensi optik, dan termasuk di antara jenis ini adalah bumbung balok (ubin) dalam Gambar 14.9 dan bumbung serat optik dalam gambar 14.10. Masing-masing struktur ini memiliki kelemahan dan keunggulan relatif terhadap satu sama lainnya, yang sekali lagi bergantung pada penerapannya dan frekuensi gelombang yang ditransmisikan melaluinya. Akan tetapi, semua tipe bumbung gelombang memiliki prinsip-prinsip kerja fundamental yang sama, yang akan dikupas secara panjang lebar pada subbab ini.

Untuk memahami karakteristik bumbung gelombang, perhatikan bumbung gelombang pelat sejajar dalam gambar 14.6. Terlebih dahulu, kita dapat mengenali struktur ini sebagai salah satu struktur saluran transmisi yang di bicarakan pada subbab 14.1 sehingga, hal pertama yang harus ditanyakan untuk memulai kajian adalah:

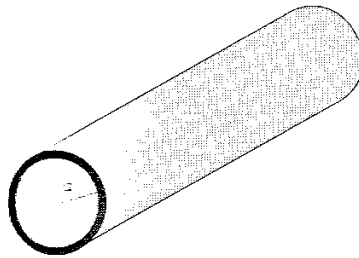


Gambar 14.6 Bumbung Gelombang pelat sejajar dengan pelat-pelat logam di $x = 0$ dan $x = d$. Sepotong bahan dielektrikum Dengan permitivitas ϵ_r diapit oleh kedua pelat ini.

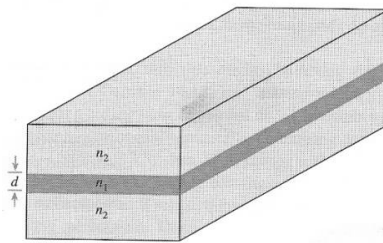


Gambar 14.7 Bumbung gelombang persegi

Gambar 14.8 Bumbung gelombang silindris

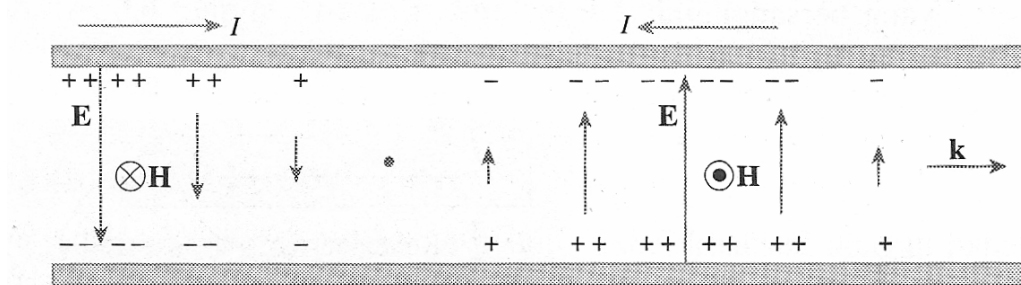


Gambar 14.9 Bumbung gelombang ubin dielektrikum simetris, dengan



Daerah ubin [indeks bias n_1] yang diapit d antara dua bahan dielektrikum dengan indeks bias $n_2 < n_1$.

1. Perbedaan antara bumbung gelombang dan saluran transmisi? Perbedaan ini secara mendasar terletak pada bentuk medan listrik dan medan magnet dari gelombang yang merambat di dalamnya. Untuk lebih jelasnya, perhatikan kembali gambar 14.1,

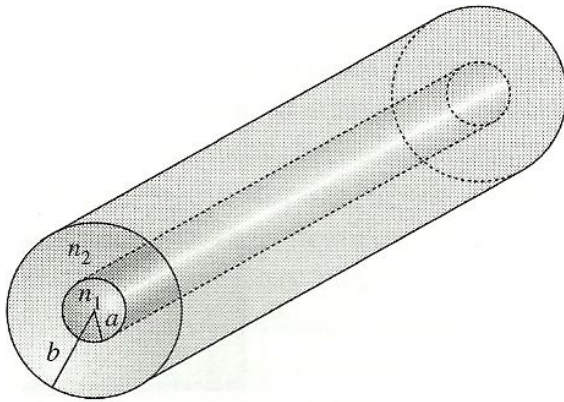


yang melukiskan medan-medannya saat struktur pelat bekerja sebagai sebuah saluran transmisi. Sebagaimana telah dilihat sebelumnya,

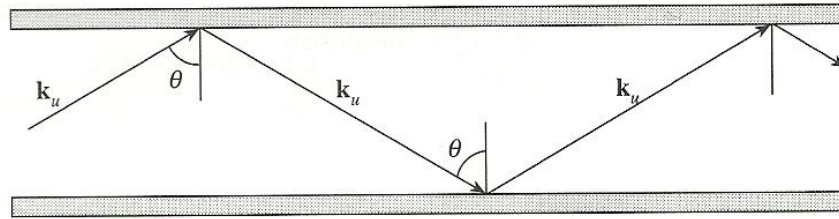
2. Sebuah gelombang tegangan sinusoidal yang menimbulkan beda potensial di antara kedua konduktor, seperti diperlihatkan dalam gambar. Karena arus hanya mengalir ke arah z , medan magnet akan mengarah ke luar dan ke dalam halaman buku secara bergantian (ke arah y). Sehingga medan internal di dalam saluran akan membentuk sebuah gelombang elektromagnetik bidang yang merambat ke arah z (seperti akan diindikasikan oleh *Vektor Poynting*-nya). Hal ini dikarenakan kedua medan terletak pada bidang transversal. Disebut gelombang ini sebagai gelombang saluran transmisi, seperti telah diuraikan pada

Subbab 14.1, adalah sebuah gelombang elektromagnetik transversal atau TEM. Vektor konstanta propagasi k , yang diperlihatkan pula dalam gambar 14.1. Mengindikasikan arah propagasi gelombang dan sekaligus juga arah aliran (perpindahan) daya.

Seiring dengan kenaikan frekuensi, suatu perubahan yang sangat menakjubkan akan terjadi pada cara propagasi gelombang di sepanjang struktur. Meskipun konfigurasi medan awal yang diperlihatkan Gambar 14.1 boleh jadi tetap ada, muncul pula kemungkinan bahwa konfigurasi tersebut akan mengambil wujud seperti yang diperlihatkan Gambar 14.11. Sekali lagi di sini gelombang bidang terbimbing merambat ke arah z , namun hal ini terjadi melalui serangkaian pemantulan zig-zag pada permukaan pelat atas dan permukaan pelat bawah. Vektor-vektor konstanta propagasi k_a dan k_b diasosiasikan dengan gelombang yang merambat ke atas dan yang merambat ke bawah, secara berturut-turut, dan kedua vektor ini memiliki magnitudo yang sama,



Gambar 14.10 Bumbung gelombang serat optik dengan dielektrikum inti ($\rho < a$) yang memiliki indeks bias n_1 . Dielektrikum pembungkus atau perisai ($a < \rho < b$) memiliki indeks bias $n_2 < n_1$.



Gambar 14.11 Di dalam sebuah bumbung gelombang pelat-sejajar, gelombang bidang dapat merambat melalui serangkaian pemantulan, pada sudut datang lancip (oblique - $< 90^\circ$), di permukaan konduktor atas dan konduktor bawah. Mekanisme propagasi ini menghasilkan sebuah modus gelombang yang berbeda dari TEM.

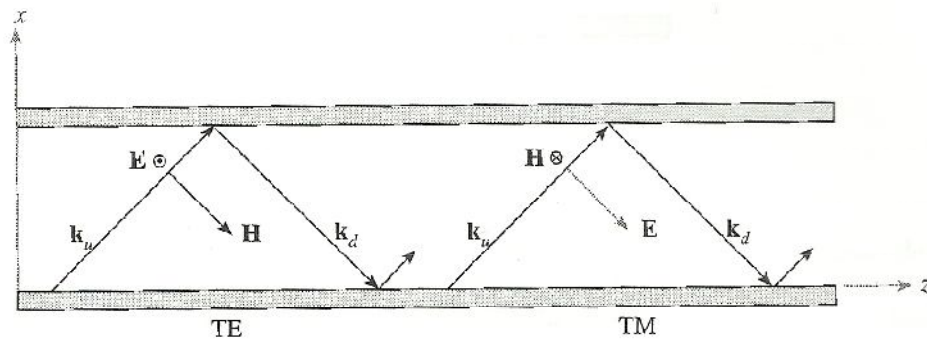
Pemantulan zig-zag pada permukaan pelat atas dan permukaan pelat bawah. Vektor-vektor konstanta propagasi k_a dan k_b diasosiasikan dengan gelombang yang merambat ke atas dan yang merambat ke bawah, secara berturut-turut, dan kedua vektor ini memiliki magnitude yang sama,

$$|k_a| = |k_b| = k = \omega \sqrt{\mu\epsilon} \quad (36)$$

Untuk propagasi gelombang semacam ini, semua komponen yang merambat ke atas harus sefase (sebagaimana halnya juga semua komponen yang merambat ke bawah). Kondisi ini hanya dapat terpenuhi jika gelombang merambat datang ke bidang perbatasan (permukaan pelat atas dan pelat bawah) dengan sudut datang yang sesuai, dilukiskan sebagai θ dalam gambar 14.11. Nilai θ yang sesuai ini, bersama dengan konfigurasi medan yang dihasilkan menjabarkan sebuah *modus bumbung gelombang* tertentu. Terkait dengan setiap modus bumbung-gelombang adalah sebuah frekuensi *cut-off*. Jika frekuensi berada di bawah frekuensi *cut-off*, maka modus yang bersangkutan tidak dapat merambat. Jika frekuensi berada di atas frekuensi *cut-off*, maka modus tersebut akan merambat. Akan tetapi, modus bumbung-gelombang TEM tidak memiliki frekuensi *cut-off*, modus ini dapat merambat dengan sembarang frekuensi kerja. Pada satu nilai frekuensi kerja tertentu, sebuah bumbung-gelombang dapat melewati beberapa gelombang dengan modus yang berbeda secara sekaligus, dimana banyaknya modus ini tergantung pada jarak antar pelat dan pada konstanta dielektrikum dari medium interior yang digunakan, seperti yang di lihat berikut ini. Jumlah modus yang dapat dilewatkan sebuah bumbung-gelombang akan bertambah seiring dengan kenaikan frekuensi.

Dengan demikian, jawaban untuk pertanyaan kita di pembukaan subbab ini mengenai perbedaan antara saluran transmisi dan bumbung gelombang dapat disebutkan sebagai berikut:

1. Saluran transmisi dibentuk oleh dua buah konduktor atau lebih, dan hanya dapat melewatkan gelombang-gelombang TEM, atau gelombang-gelombang lainnya yang dapat ditaksir mendekati TEM. Bumbung-gelombang dapat dibentuk oleh hanya satu konduktor, dapat pula lebih, atau bahkan sama sekali tanpa konduktor, dan dapat melewatkan gelombang-gelombang dengan modus-modus seperti yang dijelaskan di atas. Sebuah bumbung gelombang dapat melewatkan gelombang modus TEM, namun bisa juga tidak dapat melewatkannya, bergantung pada desain bumbung gelombang terkait.



Gambar 14.12 Representasi modus gelombang TE dan modus TM di dalam sebuah bumbung pelat-sejajar.

2. Dengan sebuah bumbung-gelombang pelat sejajar, dua tipe modus bumbung dapat dilewatkan. Kedua modus ini diperlihatkan dalam Gambar 14.12, dan masing-masingnya muncul dari polarisasi-p dan polarisasi-s gelombang bidang yang merambat di dalam bumbung. Agar konsisten dengan pembahasan sebelumnya mengenai pemantulan gelombang dengan sembarang sudut datang (*oblique incidence* – Subbab 13.5), menggunakan nama modus *transversal elektrik* atau modus TE jika medan $\mathbf{E}$ gelombang bersangkutan tegak-lurus terhadap bidang datang (polarisasi-s); hal ini menempatkan $\mathbf{E}$ sejajar dengan bidang transversal bumbung-gelombang, dan juga kedua bidang perbatasan. Polarisasi $\mathbf{E}$ sejajar dengan bidang transversal bumbung-gelombang, dan juga kedua bidang perbatasan. Demikian pula, sebuah modus *transversal magnetik* atau modus TM akan dihasilkan oleh sebuah gelombang yang terpolarisasi p; seluruh medan $\mathbf{H}$ menunjuk ke arah y dan oleh karenanya berada di bidang transversal bumbung

- gelombang. Kedua kemungkinan ini diilustrasikan dalam Gambar 14.20. Sebagai contoh, perhatikan bahwa dengan E yang searah y (modus TE), maka H akan memiliki komponen x dan komponen z . Demikian pula, sebuah modus TM akan memunculkan komponen-komponen x dan z untuk medan E .³ (Beberapa tipe modus lain dapat ada di dalam struktur-struktur bumbung-gelombang lainnya (yang bukan struktur pelat-sejajar), di mana dengan modus-modus ini *kedua* medan E dan H akan memiliki komponen z . Modus-modus semacam ini disebut sebagai modus hybrid, dan tipikalnya. Muncul di dalam bumbung-gelombang silindris dengan penampang melintang bulat, seperti halnya bumbung-gelombang serat optik. Terlepas dari semua ini, dapat dipastikan sendiri dari geometri dalam gambar 14.12 bahwa bukanlah mustahil untuk mendapatkan sebuah modus TEM murni jika dapat menentukan nilai yang tepat untuk sudut θ . Polarisasi-polarisasi gelombang lainnya yang berada di antara TE dan TM juga dapat dipergunakan di sini, namun selalu dapat meninjau polarisasi semacam ini sebagai superposisi antara modus TE dan modus TM.

14.3 ANALISIS GELOMBANG BIDANG PADA BUMBUNG GELOMBANG PELAT-SEJAJAR.

Mengkaji kondisi-kondisi yang memunculkan berbagai modus bumbung gelombang, menggunakan gelombang bidang untuk memodelkan modus-modus tersebut. Dalam Gambar 14.13a, sebuah jalur zig-zag kembali diperlihatkan, namun kali ini dengan muka-muka gelombang yang terkait dengan kedua komponen gelombang yang merambat ke atas. Komponen naik pertama dipantulkan sebanyak dua kali (di permukaan atas dan di permukaan bawah) dan memunculkan komponen naik kedua. Perhatikan bahwa muka-muka gelombang untuk komponen kedua tidak berhimpitan dengan muka-muka gelombang untuk komponen pertama, sehingga kedua gelombang tidak sefase. Dalam Gambar 14.13b, sudut datang gelombang naik pertama telah disesuaikan sedemikian rupa, sehingga kedua komponen naik kini menjadi sefase. Setelah memenuhi kondisi kesamaan fase ini, akan mendapatkan bahwa semua komponen gelombang turun (yaitu, yang merambat ke bawah). Kondisi inilah yang mutlak harus dipenuhi untuk membentuk sebuah modus bumbung gelombang.

Dalam Gambar 14.14 dapat dilihat vektor konstanta propagasi naik (*up*) k_u dan komponen-komponennya, bersama dengan sejumlah muka gelombang yang terkait dengan vektor ini. Ilustrasi grafis ini untuk vektor konstanta propagasi turun (*down*) k_d akan serupa

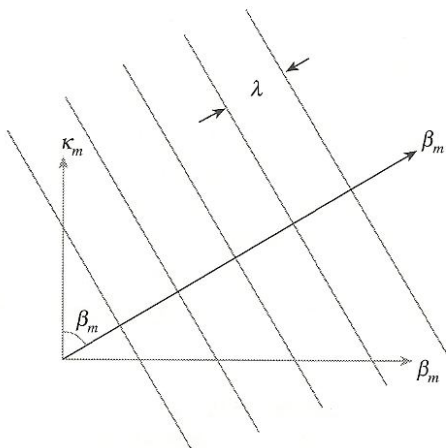
hanya saja komponen x dari vektor tersebut, yaitu k_m , harus dibalik arahnya. Pada Subbab 13.4, setelah diukur pergeseran fase per satuan panjang di sepanjang arah x dan arah z dengan menggunakan komponen-komponen k_x dan k_z . Notasi subskrip m adalah sebuah bilangan bulat yang mengindikasikan *bilangan modus*, atau nomor modus. Hal ini menunjukkan secara tersirat bahwa kedua parameter k_m dan β_m terkait dengan sepasang arah tertentu untuk k_u dan k_d yang akan memenuhi kondisi kesamaan fase yang dijelaskan di atas yaitu, persyaratan merambatnya sebuah modus.⁴ Dari geometri dalam gambar 14.14, dapat mengetahui bahwa untuk sembarang nilai m

$$\beta_m = \sqrt{k^2 - k_m^2}$$

(35)

Penggunaan β_m untuk merepresentasikan komponen z dari k_u dan k_d tepat karena pada akhirnya β_m secara praktis merupakan konstanta fase dari modus bumbung ke-m yang mengukur pergeseran fase per jarak di sepanjang bumbung –gelombang; parameter ini dipergunakan pula untuk menentukan kecepatan fase dari modus terkait ω/β_m , dan kecepatan group, $d\omega/d\beta_m$.

Di dalam keseluruhan, bahwa medium di dalam bumbung-gelombang tidak menimbulkan rugi-rugi daya dan bersifat non-magnetik, sehingga



Gambar 14.14 Komponen-komponen dari vektor kosntanta propagasi untuk gelombang rambatan naik adalah k_m dan k_m' yang secara berturut-turut adalah

konstanta fase transversal dan konstanta fase aksial. Vektor konstanta propagasi untuk gelombang rambatan bawah, k_d' dapat diperoleh dengan mengubah arah k_m .

$$k = \frac{\omega \sqrt{\epsilon_r'}}{c} = \frac{\omega \sqrt{\epsilon_r'}}{c} = \frac{\omega n}{c} \quad (36)$$

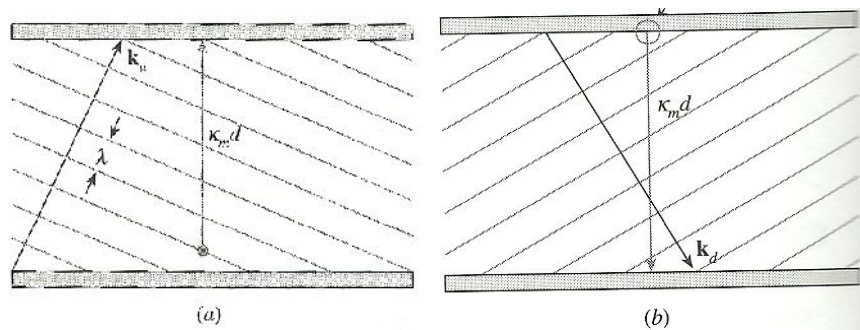
yang dapat kita nyatakan dengan menggunakan konstanta dielektrikum ϵ_r' , atau indeks bias n , dari medium bersangkutan.

Komponen x dari kedua vektor $\mathbf{k}_u$ dan $\mathbf{k}_d'$ yaitu k_m' adalah parameter yang memungkinkan menerjemahkan kriteria kualitatif untuk kondisi kesefasean gelombang-gelombang rambatan naik dan turun, menjadi suatu kondisi yang lebih terukur (kuantitatif), disebut sebagai *resonansi transversal*. Kondisi ini menyatakan bahwa pergeseran fase *netto* yang terukur setelah gelombang merambat menempuh satu perjalanan naik-turun penuh (berangkat dari satu posisi tertentu, dan kembali ke posisi itu lagi) di sepanjang bumbung-gelombang, haruslah merupakan kelipatan dari 2π radian. Hal ini sebetulnya sama saja dengan mengatakan bahwa semua gelombang bidang yang merambat naik atau merambat turun harus berada dalam fase yang saling berhimpit (sefase). Analisa propagasi naik-turun penuh ini secara segmen per segmen diperlihatkan dalam Gambar 14.15. Diasumsikan di sini bahwa waktu dijadikan diam sehingga gelombang dalam gambar membeku pada posisi sesaatnya, dan bahwa seorang pengamat bergerak vertikal ke atas, menyusuri jalur yang ditempuh oleh gelombang ini dalam propagasi bolak-baliknya. Selama perjalanan, sang pengamat mengukur pergeseran fase gelombang. Pada segmen pertama (Gambar 14.15a), sang pengamat berangkat dari sebuah titik yang berada di bidang konduktor bawah dan kemudian bergerak secara vertikal menuju di bidang konduktor atas, menempuh jarak sejauh d . Pergeseran fase yang terukur olehnya untuk jarak ini adalah $k_m d$ radian. Saat mencapai permukaan konduktor atas (bidang batas atas), sang pengamat mungkin akan melihat timbulnya pergeseran fase lebih jauh lagi setelah gelombang mengalami pemantulan (Gambar 14.15b). Besarnya pergeseran saat pemantulan ini adalah π rad jika gelombang bersangkutan terpolarisasi TE, dan adalah nol jika gelombang terpolarisasi TM (lihat Gambar 14.16 untuk penjelasan mengenai hal ini). Berikutnya, sang pengamat bergerak kembali ke bawah mengikuti jalur yang ditempuh oleh gelombang pantul dan sekali lagi ia akan mengukur pergeseran fase sejauh $k_m d$ (Gambar 14.15c). Akhirnya gelombang ini dipantulkan untuk kedua

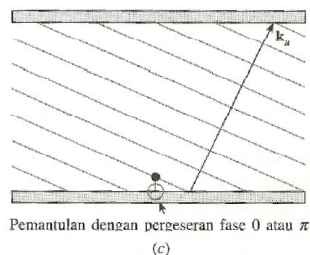
kalinya di permukaan konduktor bawah (bidang batas bawah), dan mengalami pergeseran fase tambahan seperti saat dipantulkan oleh bidang batas atas. Di titik ini, sang pengamat telah kembali ke posisi awal dari mana ia sebelumnya berangkat, dan menyaksikan bahwa gelombang naik kedua muncul dan mulai merambat ke atas.

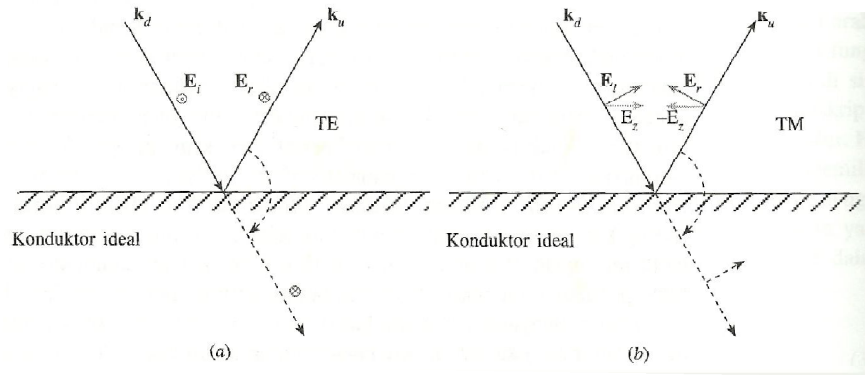
Besarnya keseluruhan pergeseran fase yang terukur oleh sang pengamat dalam perjalanan bolak-balik tersebut, menyusuri satu rute naik-turun penuh gelombang, haruslah merupakan kelipatan dari 2π rad:

Pemantulan dengan pergeseran fasa 0 atau π



Gambar 14.15 (a) Pergeseran fase netto untuk satu perjalanan naik-turun penuh gelombang, di dalam sebuah bumbung pelat sejajar, dapat ditentukan dengan terlebih dulu mengukur pergeseran fase transversal untuk jarak yang memisahkan kedua pelat, yang dialami oleh gelombang propagasi ke atas; (b) berikutnya, pergeseran fase transversal yang dialami oleh gelombang pantulan pertama (propagasi ke bawah) diukur, dengan memasukkan pula pergeseran fase karena pemantulan kedua kalinya di bidang batas bawah ditambahkan pula, dan di sini gelombang telah melakukan satu perjalanan naik-turun penuhnya dan bersiap untuk merambat naik kembali. Resonansi transversal terjadi jika fase di titik akhir ini sama atau berbeda sebesar kelipatan 2π dengan fase di titik awal-nya, di mana gelombang pertama kalinya bertolak untuk merambat naik (yaitu, kedua gelombang naik harus sefase)





Gambar 14.16 Pergeseran fase yang dialami sebuah gelombang yang terpantul di sebuah permukaan konduktor ideal bergantung pada polarisasinya, apakah TE (polarisasi-s) atau TM (polarisasi-p). Dalam kedua gambar di atas, medan listrik diperlihatkan dalam keadaan sebagaimana ketika gelombang menyentuh bidang pantul. Dalam gambar (a), medan listrik sebuah gelombang TE akan berbalik arahnya saat terpantul, untuk mempertahankan medan total (*netto*) sebesar nol di bidang perbatasan. Hal ini mengindikasikan pergeseran fase sebesar ρ radian, seperti dapat terlihat jelas dengan memperhatikan gelombang transmisi khayal yang digambarkan oleh garis terputus-putus; di mana garis putus-putus ini dihasilkan dengan memutar gelombang pantul sejauh suatu sudut yang menjadikannya segaris dengan gelombang datang. Dalam (b), sebuah gelombang datang TM mengalami perbaikan arah komponen z medan listriknya. Namun, medan resultan yang dihasilkan tidak mengalami pergeseran fase; memutar gelombang pantul hingga segaris dengan gelombang datang, untuk menghasilkan gelombang transmisi khayal (garis putus-putus) seperti sebelumnya, akan memperlihatkan hal ini.

$$K_m d + \phi + K_m d + \phi = 2m\pi \quad (37)$$

Di mana ϕ adalah pergeseran fase karena pemantulan di tiap-tiap bidang perbatasan (permukaan konduktor atas dan bawah, dalam kasus ini). Perhatikan bahwa dengan $\phi = \pi$ (gelombang TE) atau $\phi=0$ (gelombang TM), maka pergeseran fase total karena pemantulan (reflektif) untuk satu perjalanan naik-turun penuh adalah sebesar 2π atau nol, secara berturut-turut, terlepas dari berapa pun besarnya sudut kedatangan gelombang. Sehingga, pergeseran fase reflektif tidak memberikan pengaruh apapun pada masalah yang sedang dibicarakan sekarang, dan karenanya kita dapat menyederhanakan persamaan (37) menjadi:

$$K_m = \frac{m\pi}{d} \quad (38)$$

yang berlaku untuk modus TE dan modus TM. Perhatikan dari gambar 14.14 bahwa $k_m = k \cos \theta_m$. Sehingga, sudut propagasi θ_m yang harus dipenuhi untuk memungkinkan merambatnya modus ke- m dapat ditentukan dari persamaan (38) dan (36):

$$\theta_m = \cos^{-1} \left(\frac{m\pi}{kd} \right) = \cos^{-1} \left(\frac{m\pi c}{\omega nd} \right) = \cos^{-1} \left(\frac{m\lambda}{2nd} \right) \quad (39)$$

di mana λ adalah panjang gelombang di dalam ruang hampa.

Selanjutnya kita dapat menurunkan konstanta fase untuk setiap modus bumbung, dengan menggunakan persamaan (35) dan (38): -

$$\beta_m = \sqrt{k^2 - k_m^2} = k \sqrt{1 - \left(\frac{m\pi}{kd} \right)^2} = k \sqrt{1 - \left(\frac{m\pi c}{\omega nd} \right)^2} \quad (40)$$

frekuensi *cut-off* didefinisikan dalam radian untuk modus ke- m sebagai,

$$\omega_{cm} = \frac{m\pi c}{nd} \quad (41)$$

sehingga persamaan (40) dapat dituliskan kembali menjadi,

$$\beta_m = \frac{n\omega}{c} \sqrt{1 - (\omega_{cm}/\omega)^2} \quad (42)$$

Interpretasi untuk frekuensi *cut-off* dapat ditarik dengan relatif mudah dari persamaan (42): Jika frekuensi kerja ω lebih besar dari frekuensi *cut-off* untuk suatu modus m , maka modus tersebut akan memiliki konstanta fase β_m yang bernilai riil, dan oleh sebab itu modus ini dapat merambat. Untuk $\omega < \omega_{cm}$, maka β_m akan bernilai imajiner, dan modus ini tidak dapat merambat.

Terkait dengan sebuah frekuensi *cut-off* adalah sebuah panjang gelombang *cut-off*, λ_{cm} , yang didefinisikan sebagai panjang gelombang ruang-hampa yang memungkinkan modus m merambat. Panjang gelombang ini adalah:

$$\lambda_{cm} = \frac{2\pi c}{\omega_{cm}} = \frac{2nd}{m} \quad (43)$$

Sebagai contoh, perhatikan bahwa untuk sebuah bumbung-gelombang dengan dielektrikum udara ($n=1$), maka panjang-gelombang yang memungkinkan modus derajat terkecil merambat adalah $\lambda_{c1} = 2d$, atau jarak antara kedua pelat harus sebesar setengah panjang-gelombang. Modus m akan merambat jika $\omega > \omega_{cm}$, atau ekuivalennya jika $\lambda < \lambda_{cm}$. Panjang gelombang *cut-off* memungkinkan kita menurunkan bentuk alternatif dari persamaan (42), yaitu :

$$\beta_m = \frac{2\pi n}{\lambda} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{cm}}\right)^2} \quad (44)$$

Contoh penggunaan perhitungan pada tugas akhir:

Sebuah bumbung-gelombang pelat-sejajar memiliki jarak antar pelat $d=1$ mm dan diisi dengan bahan dielektrikum Teflon yang memiliki konstanta dielektrikum $\epsilon'_r = 2,1$ (digunakan untuk pemilihan bahan yang tepat biasanya digunakan pada teknik material). Tentukan kisaran frekuensi di mana modus TE_1 dan TM_1 ($m=1$) dapat merambat namun tidak memungkinkan merambatnya modus-modus yang lebih tinggi ($m > 1$).

Pemecahan. Dengan menggunakan persamaan (41), frekuensi *cut-off* untuk modus bumbung-gelombang derajat pertama ($m = 1$) adalah,

$$f_{c1} = \frac{\omega_{c1}}{2\pi} = \frac{2,99 \times 10^{10}}{2\sqrt{2,1}} = 1,03 \times 10^{10} \text{ Hz} = 1,03 \text{ GHz}$$

Agar yang merambat di dalam bumbung-gelombang hanyalah gelombang-gelombang TEM saja, maka frekuensi kerja harus $f < 10 \text{ GHz}$. Untuk memungkinkan TE_1 dan TM_1 (bersama dengan TEM) merambat di dalam bumbung, maka frekuensi kerja harus berada dalam kisaran $\omega_{c1} < \omega < \omega_{c2}$, di mana $\omega_{c2} = \omega_{c1}$, merujuk ke persamaan (41). Sehingga, kisaran frekuensi untuk merambatnya modus-modus $m = 1$ bersama dengan TEM adalah $10,3 \text{ GHz} < f < 20,6 \text{ GHz}$.

Contoh 14.2, Untuk bumbung-gelombang pelat-sejajar pada Contoh 14.1, panjang-gelombang kerja diketahui adalah $\lambda=2 \text{ mm}$. Berapa banyak modus bumbung yang akan merambat di dalamnya?

Pemecahan Agar modulus m dapat merambat, persyaratan yang harus dipenuhi adalah $\lambda < \lambda_{cm}$. Untuk bumbung-gelombang yang diberikan dan nilai panjang-gelombang kerja yang ditetapkan, melalui persamaan (43) kita dapat menuliskan,

$$2mm < \frac{2\sqrt{2,1}}{m} (10mm)$$

dan dari pertidaksamaan ini kita dapat menentukan:

$$m < \frac{2\sqrt{2,1}}{2mm} = 14,5$$

Maka, bumbung-gelombang yang diberikan di sini dapat mendukung modulus-modus hingga mencapai derajat $m = 14$, untuk panjang-gelombang yang disebutkan. Karena terdapat sebuah modulus TE dan sebuah modulus TM untuk setiap nilai m , maka sebanyak total 28 modulus bumbung dapat merambat di dalam bumbung-gelombang tersebut.

Konfigurasi medan untuk sebuah modulus tertentu dapat diketahui dengan mengambil superposisi dari medan-medan semua gelombang pantul. Sebagai contoh, dapat dilakukan hal ini untuk gelombang-gelombang TE, dengan menuliskan medan listrik fasor total di dalam bumbung sebagai penjumlahan dari medan datang dan medan pantul,

$$E_{ys} = E_0 e^{-jk_u r} - E_0 e^{-jk_d r} \quad (45)$$

Di mana vector-vektor konstanta propagasi k_u dan k_d diindikasikan dalam gambar 14.12. Tanda minus di depan suku kedua muncul dari pergeseran fase sebesar π radian pada gelombang pantul. Dari geometri yang disajikan dalam gambar 14.14m kita dapat menuliskan

$$k_u = k_m a_x + \beta_m a_z \quad (46)$$

dan

$$k_u = -k_m a_x + \beta_m a_z \quad (47)$$

Kemudian, dengan menggunakan

$$r = x a_x + z a_z$$

persamaan (45) dapat dituliskan kembali menjadi,

$$E_{ys} = E_0(e^{-jK_m X} - e^{jK_m X})e^{-j\beta_m z} = 2jE_0 \sin(k_m x) e^{-j\beta_m z} = E'_0 \sin(k_m x) e^{-j\beta_m z} \quad (48)$$

di mana amplitudo gelombang bidang E_0 bersama seluruh fasenya dituliskan kembali secara ringkas sebagai E'_0 . Dalam bentuk riil sesaat, persamaan (48) menjadi

$$E_y(z, t) = \text{Re}(E_{ys} e^{j\omega t}) = E'_0 \sin(k_m x) \cos(\omega t - \beta_m z) \text{ (modus TE di atas frekuensi cut-off)} \quad (49)$$

Mengejawantahkan persamaan ini sebagai sebuah bumbung gelombang yang merambat ke arah z positif (menjauhi sumber) di dalam bumbung, yang memiliki medan listrik yang merupakan fungsi dari x .⁵(dapat pula menginterpretasikan persamaan ini sebagai gelombang berdiri pada arah x , sekaligus sebagai gelombang berjalan pada arah z). Medan listrik modus TE membentuk *pola interferensi* atau *pola pencampuran gelombang*, dihasilkan dari superposisi gelombang bidang rambatan naik dan gelombang bidang rambatan turun. Perhatikan bahwa jika $\omega < \omega_{cm}$, maka persamaan (42) akan menghasilkan nilai imajiner untuk β_m , sehingga parameter ini dapat dituliskan sebagai $-j|\beta_m| = -j\alpha_m$. Persamaan (48) dan (49) kemudian berubah menjadi:

$$E_{ys} = E'_0 \sin(k_m x) e^{-\alpha_m z} \quad (50)$$

$$E_{(z,t)} = E'_0 \sin(k_m x) e^{-\alpha_m z} \cos(\omega t) \text{ (modus TE di bawah frekuensi cut-off)} \quad (51)$$

Modus ini tidak dapat merambat, namun hanya sekedar berosilasi pada frekuensi ω , sementara memperlihatkan pola magnitudo yang seluruh seiring pertambahan z . Koefisien atenuasi α_m dapat dihitung menggunakan persamaan (42) dengan $\omega < \omega_{cm}$:

$$\alpha_m = \frac{n\omega_{cm}}{c} \sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_{cm}}\right)^2} = \frac{2\pi n}{\lambda_{cm}} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_{cm}}{\lambda}\right)^2} \quad (52)$$

Dapat diamati dari persamaan (39) dan (41) bahwa sudut datang gelombang bidang memiliki hubungan dengan frekuensi dan panjang-gelombang *cut-off*, dan hubungan ini dijabarkan oleh persamaan

$$\cos \theta_m = \frac{\omega_{cm}}{\omega} = \frac{\lambda}{\lambda_{cm}} \quad (53)$$

Sehingga, dapat melihat bahwa pada frekuensi *cut-off* ($\omega = \omega_{cm}$), $\theta_m = 0$. Ini berarti bahwa gelombang-gelombang bidang hanya akan terpantul bolak-balik di tempat, tanpa merambat maju di sepanjang bumbung. Dengan naiknya ω atau mengecilnya λ hingga melebihi frekuensi *cut-off*, sudut gelombang akan bertambah besar, hingga mendekati 90° saat ω mendekati tak-berhingga atau λ mendekati nol. Dari Gambar 14.14, kita dapat menuliskan

$$\beta_m = k \sin \theta_m = \frac{n\omega}{c} \sin \theta_m \quad (54)$$

$$v_{pm} = \frac{\omega}{\beta_m} = \frac{c}{n \sin \theta_m} \quad (55)$$

Kecepatan minimum adalah c/n untuk semua modus di dalam bumbung, dan pada frekuensi-frekuensi yang jauh di atas *cut-off*, kecepatan akan semakin mendekati nilai ini; v_{pm} mendekati tak-berhingga seiring dengan turunnya frekuensi mendekati frekuensi *cut-off*. Sekali lagi, kecepatan fase adalah kecepatan merambatnya fase ke arah z , dan fakta bahwa kecepatan ini dapat melebihi kecepatan cahaya di dalam suatu medium tidak bertentangan dengan prinsip-prinsip relativitas khusus Einstein, sebagaimana telah di singgung pada subbab 13,7.

Energi akan merambat dengan kecepatan grup $v_g = d\omega/d\beta$. Menggunakan (42), kita dapat memperoleh,

$$v_g^{-1} = d\beta_m/d\omega = \frac{d}{d\omega} \left[\frac{n\omega}{c} \sqrt{1 - \left(\frac{\omega_{cm}}{\omega}\right)^2} \right] \quad (56)$$

Penyelesaian turunan pada persamaan di atas cukup sederhana, dan setelah menyelesaikannya serta mengambil resiprok (kebalikan) dari hasilnya maka kita mendapatkan,

$$V_{gm} = \frac{c}{n} \sqrt{1 - \left(\frac{\omega_{cm}}{\omega}\right)^2} = \frac{c}{n} \sin \theta_m \quad (57)$$

Kecepatan grup oleh karenanya dikenal pula sebagai proyeksi pada arah z dari kecepatan yang terkait dengan vektor-vektor k_u dan k_d . Kecepatan ini akan kurang dari atau sama dengan kecepatan cahaya di dalam medium terkait, yaitu c/n , seperti dapat di duga sebelumnya.

Contoh 14.3

Di dalam bumbung pada Contoh 14.1, frekuensi kerja adalah 2,5 GHz. Dengan demikian, modus-modus pada derajat $m = 1$ dan $m = 2$ akan berada dalam kisaran frekuensi di atas *cut-off*. Tentukan *selisih delay grup* antara kedua modus ini untuk jarak rambatan sejauh 1mm. Besaran ini mengindikasikan selisih waktu propagasi antara kedua modus, ketika energi pada masing-masing modus merambat menempuh jarak 1mm secara bersamaan.

Pemecahan. Selisih *delay grup* dinyatakan sebagai,

$$\Delta t = \left(\frac{1}{v_{g2}} - \frac{1}{v_{g1}} \right) (S/cm)$$

Dari persamaan (57), bersama dengan hasil dari Contoh 14.1, kita dapat memperoleh,

$$v_{g1} = \frac{c}{\sqrt{0,21}} \sqrt{1 - \left(\frac{1,03}{2,5} \right)^2} = 0,063c$$

$$v_{g2} = \frac{c}{\sqrt{0,21}} \sqrt{1 - \left(\frac{2,06}{2,5} \right)^2} = 0,039c$$

$$\text{Maka, } \Delta t = \frac{1}{c} \left(\frac{1}{0,039} - \frac{1}{0,063} \right) = 0,33 \times 10^{-11} \frac{s}{cm} = 0,33 \text{ ps/cm}$$

Hasil perhitungan ini memberikan ukuran kasar mengenai dispersi modus di dalam bumbung-gelombang, yang berlaku untuk kasus-kasus yang melibatkan hanya dua modus merambat. Sebuah pulsa, misalnya, yang frekuensi tengahnya adalah 2,5 GHz akan terbagi energinya ke dalam keduaa modus ini. Akibatnya, pulsa akan mengalami pemuaian sehingga melebar sekitar 0,33 ps/cm untuk sepanjang jarak propagasi; energi pulsa di dalam kedua modus akan semakin jauh terpisah dari satu sama lainnya. Akan tetapi, jika kita memperhitungkan pula keberadaan modus TEM (yang memang harus diperhitungkan), maka pelebaran ini akan semakin besar lagi. Kecepatan grup untuk modus TEM adalah $c/\sqrt{2,1}$. Selisih *delay grup* yang relevan oleh sebab itu adalah antara modus TEM dan modus $m = 2$ (TE dan TM). Dengan demikian, akan memperoleh *delay* sebesar

$$\Delta t_{netto} = \frac{1}{c} \left[\frac{1}{0,39} - 1 \right] = 5,2 \text{ ps/cm}$$

D.14.5 Tentukan sudut gelombang θ_m untuk keempat modus pertama ($m=1,2,3,4$) di dalam sebuah bumbung-gelombang pelat sejajar dengan $d=1\text{mm}$; $\epsilon'_r = 1$ dan $f = 2,4 \text{ GHz}$.

Jawaban.

Sebuah bumbung-gelombang pelat-sejajar memiliki $d=1$ cm dan menggunakan medium udara sebagai dielektrikunya. Tentukan panjang-gelombang *cut-off* untuk modus $m=2$ (TE dan TM)

14.4 ANALISIS BUMBUNG-GELOMBANG PELAT SEJAJAR MENGGUNAKAN

PERSAMAAN GELOMBANG

Pendekatan paling di dalam analisis setiap bumbung-gelombang adalah dengan menggunakan persamaan gelombang, yang harus dipecahkan dengan memperhitungkan kondisi-kondisi bidang batas di permukaan-permukaan konduktor. Persamaan gelombang yang akan dipakai mengambil bentuk yang serupa dengan persamaan (28) dari subbab 12.1, namun persamaan asli ini diturunkan untuk kasus propagasi di dalam ruang-hampa. Dengan memperhitungkan efek karakteristik bahan dielektrikum dengan menggunakan k_0 pada persamaan tersebut menjadi k , dan mendapatkan:

$$\nabla^2 E_s = -k^2 E_s = -k^2 E_s \quad (58)$$

Di mana $k = n\omega/c$, seperti sebelumnya.

Dapat menggunakan hasil-hasil dari subbab lalu untuk membantu memecahkan persamaan gelombang ini. Sebagai contoh, dapat meninjau modus TE terlebih dulu, di mana dengan modus ini E hanya memiliki komponen y . Persamaan gelombang di atas menjadi:

$$\frac{\partial^2 E_{ys}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_{ys}}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 E_{ys}}{\partial z^2} + k^2 E_{ys} = 0 \quad (59)$$

Di asumsikan bahwa lebar bumbung (pada arah y) sangat besar dibandingkan dengan jarak pemisah antar-pelat d . Oleh Sebab itu, kita dapat mengasumsikan ketiadaan variasi medan terhadap nilai y (lekukan garis medan di daerah tepian dapat pula diabaikan), dan karenanya $\partial^2 E_{ys}/\partial y^2 = 0$. Diketahui pula bahwa variasi terhadap z akan mengikuti fungsi $e^{-j\beta_m z}$. Bentuk dari solusi untuk persamaan di atas adalah:

$$E_{ys} = E_0 f_m(x) e^{-j\beta_m z} \quad (60)$$

di mana E_0 adalah sebuah konstanta, dan $f_m(x)$ fungsi ternormalisasi yang hendak kita tentukan (yang nilai maksimumnya adalah satu). Kita akan selalu menuliskan subskrip m pada β , k dan $f(x)$ demi mengantisipasi adanya beberapa solusi yang berbeda untuk modulus-modus yang berbeda; dengan mengasosiasikan suatu nilai m dengan suatu solusi dapat mengetahui bahwa solusi tersebut adalah solusi untuk modulus ke- m . Disulihkan dari persamaan (60) ke dalam persamaan (59) guna mendapatkan:

$$\frac{d^2 f_m(x)}{dx^2} + (k^2 - \beta_m^2) f_m(x) = 0 \quad (61)$$

Di mana E_0 dan $e^{-j\beta_m z}$ telah difaktorkan keluar dan hilang terbagi, dan di mana dimanfaatkan pula dengan fakta bahwa:

$$\frac{d^2}{dz^2} e^{-j\beta_m z} = -\beta_m^2 e^{-j\beta_m z}$$

Perhatikan juga bahwa dalam menuliskan persamaan (61) dengan menggunakan derivatif total $\frac{d^2}{dx^2}$, karena f_m adalah sebuah fungsi hanya dari x . Berikutnya, diamati geometri dalam Gambar 14.14, dan memperhatikan bahwa $k^2 - \beta_m^2 = k_m^2$. Dibantu dengan kedua hal ini, dapat dituliskan :

$$\frac{d^2 f_m(x)}{dx^2} = k_m^2 f_m(x) = 0 \quad (62)$$

Solusi umum untuk persamaan (62) adalah,

$$f_m(x) = \cos(k_m x) + \sin(k_m x) \quad (63)$$

Selanjutnya, diterapkan kondisi-kondisi bidang perbatasan yang relevan pada permasalahan ini, guna menentukan k_m . Dari Gambar 14.6, bidang-bidang perbatasan berada di lokasi $x = 0$ dan $x = d$, di mana pada kedua permukaan ini medan listrik tangensial (E_y) harus bernilai nol. Merujuk ke persamaan (63), karena suku $\sin(k_m x)$ memungkinkan terpenuhinya kondisi batas ini, maka dapat dipertahankan tetap ada dan membuang suku kosinus. Kondisi di bidang batas $x = 0$ dengan sendirinya akan terpenuhi oleh fungsi sinus. Kondisi di bidang batas $x = d$ akan terpenuhi jika dipilih nilai k_m yang sedemikian rupa sehingga,

$$k_m = \frac{m\pi}{d} \quad (64)$$

Kita dapat mengenal persamaan (64) sebagai hasil yang sama dengan yang diperoleh untuk kondisi resonansi transversal Subbab 14.3. Bentuk akhir E_{ys} diperoleh dengan menyulihkan $f_m(x)$, sebagaimana dinyatakan oleh persamaan (63) dan persamaan (64), ke dalam persamaan (60) untuk memberikan hasil yang konsisten dengan persamaan (48):

$$E_{ys} = E_0 \sin\left(\frac{m\pi x}{d}\right) e^{-j\beta_m z} \quad (65)$$

Arti penting lainnya dari bilangan modus m dapat dipahami dengan melihat bentuk dari persamaan medan-listrik (65). Secara spesifik, m merepresentasikan jumlah setengah-siklus atau setengah-gelombang spasial dari medan listrik yang muncul dalam rentang jarak sepanjang d pada bidang transversal. Pengejawantahan fisik untuk hal ini dapat ditarik dengan memperhatikan perilaku bumbung pada frekuensi *cut-off*. Seperti telah diketahui dari subbab sebelumnya, sudut datang gelombang bidang di dalam bumbung pada frekuensi *cut-off* adalah nol radian, yang berarti bahwa gelombang hanya memantul bolak-balik di tempat, di antara kedua pelat bumbung-gelombang. Gelombang ini harus bersifat resonan di dalam struktur bumbung, yang artinya bahwa pergeseran fase *netto* untuk satu perjalanan bolak-balik penuh harus sebesar $2m\pi$. Dengan gelombang bidang yang berorientasi vertikal, $\beta_m = 0$ sehingga $k_m = k = 2n\pi/\lambda_{cm}$. Oleh sebab itu, pada frekuensi *cut-off*,

$$\frac{m\pi}{d} = \frac{2n\pi}{\lambda_{cm}} \quad (66)$$

yang dapat diturunkan menjadi

$$d = \frac{m\lambda_{cm}}{2n} \text{ pada frekuensi } \textit{cut-off} \quad (67)$$

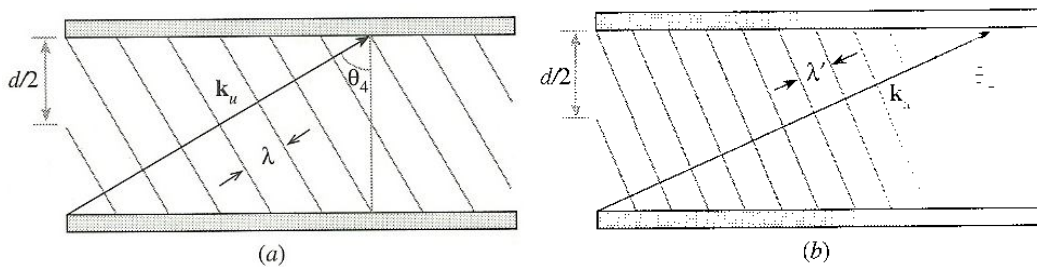
Persamaan (65) pada frekuensi *cut-off* berubah menjadi

$$E_{ys} = E_0 \sin\left(\frac{m\pi x}{d}\right) = E_0 \sin\left(\frac{m\pi x}{d}\right) = E_0 \sin\left(\frac{2n\pi x}{\lambda_{cm}}\right) \quad (68)$$

Pada frekuensi *cut-off*, bumbung-gelombang berlaku sebagai sebuah *lorong resonansi* (*resonant cavity*) berdimensi satu, di mana sebuah gelombang dapat berosilasi ke arah x , jika panjang-gelombang ini di dalam medium bumbung adalah kelipatan bulat dari $2d$, di mana nilai pengali bulat ini adalah m .

Selanjutnya, dengan kenaikan frekuensi, maka panjang-gelombang akan berkurang, dan karenanya kriteria panjang-gelombang sama dengan kelipatan $2d$ tidak lagi terpenuhi. Akan tetapi, hal ini diikuti dengan munculnya komponen z dari k_u dan k_d , sehingga penurunan panjang-gelombang pada arah x diimbangi oleh penambahan panjangnya pada

arah z . Gambar 14.17 mengilustrasikan efek ini untuk modulus $m = 4$, di mana di sini kita dapat melihat bahwa sudut gelombang θ_4 akan terus bertambah besar seiring dengan kenaikan frekuensi. Dengan demikian, modulus dapat mempertahankan bentuk fungsional medannya pada arah x , sambil memunculkan nilai β_m yang semakin besar dengan kenaikan frekuensi. Ketiadaan perubahan pada pola spasial transversal ini mengimplikasikan bahwa modulus bersangkutan akan selalu mempertahankan identitasnya pada semua frekuensi. Kecepatan grup, sebagaimana dinyatakan pada persamaan (57), juga akan mengalami perubahan. Hal ini mengungkapkan bahwa perubahan sudut gelombang dengan seiring kenaikan frekuensi adalah salah satu mekanisme yang mengakibatkan timbulnya dispersi pada kecepatan grup, sebuah fenomena yang dikenal sebagai *dispersi*



Gambar 14.17 (a) Sebuah gelombang bidang yang terkait dengan modulus $m = 4$, memperlihatkan pergeseran fase netto sebesar 4π (dua kali panjang-gelombang, diukur pada arah x) yang terjadi dalam jarak sepanjang d pada bidang transversal. (b) Seiring dengan kenaikan frekuensi, semakin pula sudut gelombang yang dibutuhkan untuk mempertahankan pergeseran fase 4π di bidang transversal.

bumbung-gelombang. Sebagai contoh, pulsa-pulsa yang merambat di dalam sebuah modulus bumbung tunggal akan mengalami pertambahan lebar (pemuai) melalui proses yang diuraikan pada **Subbab 13.8** yang lalu.

Setelah didapatkan gelombang medan listrik, sehingga dapat menurunkan medan magnet dengan menggunakan persamaan-persamaan Maxwell. Dapat diperhatikan dari model gelombang bidang yang digunakan, bahwa dibutuhkan komponen-komponen x dan z dari H_z untuk menjabarkan sebuah modulus TE. Dengan persamaan Maxwell

$$\nabla \times E_s = -j\omega\mu H_s \quad (69)$$

yang dalam kasus ini E_s hanya memiliki komponen y saja, dapat diturunkan

$$\nabla \times \mathbf{E}_s = \frac{\partial E_{ys}}{\partial x} \mathbf{a}_z - \frac{\partial E_{zs}}{\partial z} \mathbf{a}_x = k_m E_0 \cos(k_m x) e^{-j\beta_m z} \mathbf{a}_z + j\beta_m E_0 \sin(k_m x) e^{-j\beta_m z} \mathbf{a}_x \quad (70)$$

Dengan memecahkan persamaan di atas untuk mendapatkan H_s , dengan cara membagi kedua sisinya dengan faktor $-j\omega\mu$. Operasi ini menghasilkan dua buah komponen medan magnet:

$$H_{xs} = -\frac{\beta_m}{\omega\mu} E_0 \sin(k_m x) e^{-j\beta_m z} \quad (71)$$

$$H_{zs} = -\frac{\beta_m}{\omega\mu} E_0 \sin(k_m x) e^{-j\beta_m z} \quad (72)$$

Kedua komponen ini bersama-sama membentuk pola-pola *loop* tertutup untuk H_s pada bidang xz , sebagaimana dapat dibuktikan dengan menggunakan teknik plot garis-gaya yang dijelaskan pada Subbab 2.6 terdahulu.

Magnitudo H_s dapat ditentukan melalui rumusan:

$$|H_s| = \sqrt{H_s \cdot H_s^*} = \sqrt{H_{xs} \cdot H_{xs}^* + H_{zs} \cdot H_{zs}^*} \quad (73)$$

Di mana penyelesaian operasi ini dengan menggunakan persamaan (71) dan persamaan (72) akan menghasilkan,

$$|H_s| = \frac{E_0}{\omega\mu} (k_m^2 + \beta_m^2)^{1/2} (\sin^2(k_m x) + \cos^2(k_m x))^{1/2} \quad (74)$$

Memfaatkan fakta bahwa $k_m^2 + \beta_m^2 = k^2$ dan menggunakan persamaan identitas $\sin^2(k_m x) + \cos^2(k_m x) = 1$, maka persamaan (74) dituliskan kembali menjadi,

$$|H_s| = \frac{k}{\omega\mu} E_0 = \frac{\omega\sqrt{\mu\epsilon}}{\omega\mu} E_0 = \frac{E_0}{\eta} \quad (75)$$

di mana $\eta = \sqrt{\mu/\epsilon}$. Hasil ini konsisten dengan pemahaman mengenai modulus bumbung-gelombang berdasarkan superposisi gelombang-gelombang bidang, di mana E , dihubungkan dengan H_s melalui impedansi intrinsik η dari medium yang digunakan.

D.14.8. Tentukan kecepatan grup dari modus $m=1$ (TE atau TM) di dalam sebuah bumbung-gelombang dielektrikum udara pelat-sejajar dengan $d = 0,5$ cm pada $f =$ (a) 30 GHz, (b) 60 GHz, dan (c) 100 GHz.

Jawaban. (a) 0; (b) $2,6 \times 10^8$ m/s; (c) $2,9 \times 10^8$ m/s.

D14.9. Sebuah modus TE di dalam sebuah bumbung-gelombang pelat-sejajar teramati memiliki tiga maksimal pada pola medan listriknya di daerah antara $x=0$ dan $x=d$. Berapakah nilai m untuk modus ini?

Jawaban: 3

14.5 BUMBUNG-GELOMBANG PERSEGI

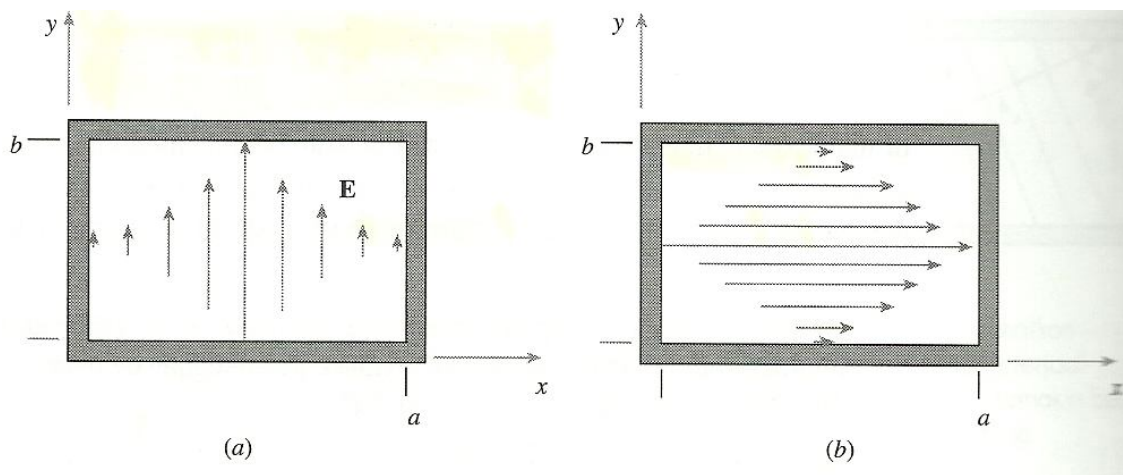
Pada subbab ini, dibahas tentang struktur bumbung-gelombang persegi empat, sebuah tipe bumbung yang banyak digunakan terutama untuk gelombang-gelombang pada kisaran spektrum gelombang-mikro (*microwave*). Sebuah analisis singkat untuk struktur ini akan disajikan di sini, dengan sasaran memahami karakteristik operasional terpentingnya dan fitur-fitur spesifik yang dimilikinya. Dapat mengacu ke buku Acuan 3 di akhir bab untuk pengkajian lebih lanjut.

Struktur bumbung-gelombang persegi diperlihatkan dalam gambar 14.7. Dapat mengkaitkan struktur ini dengan bumbung pelat-sejajar yang dijelaskan pada subbab yang baru lalu, dengan memandangnya sebagai sebuah bumbung pelat-sejajar yang diletakkan secara ortogonal (saling tegak-lurus) terhadap satu sama lainnya, dan kemudian disatukan. Sehingga, di sini dimiliki sepasang pelat atau dinding konduktor horizontal (rebah sejajar sumbu x) dan sepasang pelat konduktor vertikal (tegak sejajar sumbu y), yang keempat pelatnya menyatu membentuk sebuah permukaan perbatasan yang kontinu. Persamaan gelombang yang terkait dengan bumbung ini harus dipecahkan dalam bentuk 3 dimensi penuhnya (persamaan [59]), karena secara umum medan di dalam bumbung dapat merupakan fungsi dari ketiga koordinat ruang. Mengasumsikan bahwa variasi terhadap z akan selalu mengikuti fungsi $e^{-j\beta z}$, sebagaimana biasanya, komponen y dari medan E_s akan memiliki bentuk:

$$\frac{\partial^2 E_{ys}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_{ys}}{\partial y^2} + (k^2 - \beta_{mp}^2) E_{ys} = 0 \quad (76)$$

Bentuk ini mengingatkan pada permasalahan solusi persamaan Laplace dua dimensi yang diuraikan pada Subbab 7.5 terdahulu, di mana metode solusi hasil perkalian akan digunakan untuk memecahkannya. Metode yang sama dapat pula digunakan di sini untuk memecahkan persamaan (76), yang menghasilkan sebuah solusi umum berbentuk.

$$E_{ys} = E_0 f_m(x) f_p(y) e^{-j\beta_m z} \quad (77)$$



Gambar 14.18 Konfigurasi medan listrik untuk (a) modus TE_{10} dan (b) modus TE_{01} di dalam sebuah-gelombang persegi.

di mana f_m dan f_p adalah fungsi-fungsi kosinus dan sinus. Dua buah bilangan bulat m dan p kini dibutuhkan untuk menjabarkan perubahan medan pada arah x dan y . Sekali lagi, kita berkepentingan dengan kedua modus TE dan TM, dan Masing-masingnya harus diturunkan secara terpisah dari persamaan gelombang di atas.

Dari sini, analisis permasalahan ini akan menjadi sedemikian kompleks dan berada di luar ruang-lingkup (dan tujuan) pembahasan. Akan tetapi, dapat dipelajari banyak hal mengenai struktur bumbung ini melalui intuisi dan dengan bantuan pengetahuan tentang bumbung pelat-sejajar. Diketahui bahwa modus-modu terpenting di dalam bumbung-gelombang persegi akan memiliki bentuk yang sama dengan modus-modus bumbung pelat-sejajar. Sebagai contoh, perhatikan keberadaan modus TE di dalam bumbung-gelombang persegi. Medan listrik dari modus ini dapat memiliki bentuk seperti terlihat dalam Gambar 14.18a, di mana medan ini terpolarisasi vertikal dan garis-garis gayanya berakhir di permukaan konduktor atas dan bawah. Medan ini harus bernilai nol pada kedua permukaan konduktor yang vertikal, sebagaimana digariskan oleh kondisi batas untuk medan tangensial

pada permukaan konduktor. Ditinjau dari kasus di mana medan listrik ini tidak memperlihatkan variasi terhadap y , namun bervariasi terhadap x dan z (perubahan terhadap z mengikuti fungsi $(e^{-j\beta_z})$). Konsekuensi dari hal ini adalah bahwa suku $\frac{\partial^2}{\partial y^2}$ pada persamaan gelombang (76) akan bernilai nol (dan hilang), dan bentuk persamaan menjadi identik dengan persamaan (61) yang berlaku untuk bumbung-gelombang pelat-sejajar. Solusi untuk persamaan (76) karenanya memiliki bentuk yang identik pula dengan persamaan (65), (71), dan (72), dengan segelintir perbedaan kecil dalam hal notasi:

$$E_{ys} = E_0 \sin(k_{m0}x) e^{-j\beta_{m0}z} \quad (78)$$

$$H_{xs} = -\frac{\beta_{m0}}{\omega\mu} E_0 \sin(k_{m0}x) e^{-j\beta_{m0}z} \quad (79)$$

$$H_{xs} = -\frac{\beta_{m0}}{\omega\mu} E_0 \sin(k_{m0}x) e^{-j\beta_{m0}z} \quad (80)$$

di mana

$$k_{m0} = \frac{m\pi}{a} \quad (81)$$

Medan-medan pada persamaan (78) hingga persamaan (80) adalah medan-medan umum untuk modus TE_{m0} , di mana kedua notasi subskrip mengindikasikan terdapatnya m setengah-siklus medan listrik pada arah x dan ketiadaan perubahan (variasi nol) pada arah y . Konstanta fase terkait diberikan pula subskrip $m0$, dan kesamaan berikut masih berlaku,

$$k_m^2 + \beta_m^2 = k^2$$

Frekuensi *cut-off* untuk modus TE_{m0} dapat diperoleh dari persamaan (41) yang telah disesuaikan:

$$\omega_c(m0) = \frac{m\pi c}{na} \quad (82)$$

Konstanta fase β_{m0} dirumuskan oleh persamaan (42); semua perilaku modus di atas dan di bawah frekuensi *cut-off* dapat diketahui adalah sama persis dengan yang kita jumpai dalam kasus bumbung gelombang pelat sejajar. Analisis gelombang bidang juga harus dilakukan dengan cara yang sama. Modus-modus TE_{m0} dapat dimodelkan sebagai gelombang-gelombang bidang, yang propagasinya di sepanjang bumbung terjadi melalui serangkaian pemantulan di antara kedua dinding (pelat) vertikal.

Kemungkinan konfigurasi medan lainnya adalah TE_{0p} yang diperlihatkan dalam Gambar 14.18b, yaitu sebuah medan listrik yang terpolarisasi horizontal. Persamaan gelombang (76) kini memiliki $\frac{\partial^2}{\partial y^2}$, namun tidak suku $\frac{\partial^2}{\partial x^2}$. Medan-medan yang dihasilkan

oleh karenanya juga memiliki bentuk umum yang dijabarkan oleh persamaan (78) hingga (80), namun dengan rotasi sejauh 90° dan beberapa perubahan notasi:

$$E_{xs} = E_0 \sin(k_{0p}y) e^{-j\beta_{0p}z} \quad (83)$$

$$H_{ys} = \frac{\beta_{0p}}{\omega\mu} E_0 \sin(k_{0p}y) e^{-j\beta_{0p}z} \quad (84)$$

$$H_{ys} = -j \frac{k_{0p}}{\omega\mu} E_0 \cos(k_{0p}y) e^{-j\beta_{0p}z} \quad (85)$$

Di mana

$$k_{0p} = \frac{p\pi}{b} \quad (87)$$

Modus-modus lainnya dengan medan listrik yang merupakan fungsi dari kedua koordinat x dan y dapat pula ada di dalam struktur bumbung gelombang persegi ini. Secara umum, frekuensi *cut-off* untuk modus-modus semacam ini diberikan oleh:

$$\omega_c(mp) = \sqrt{\left(\frac{m\pi c}{na}\right)^2 + \left(\frac{p\pi c}{nb}\right)^2} \quad (88)$$

Modus-modus dengan medan yang berubah pada arah koordinat dapat berupa TE maupun TM, namun medan dengan variasi nol pada arah x atau y hanya dapat dimiliki oleh modus-modus TE.

Satu hal yang dianggap penting dari sudut pandang terapan atau praktis adalah modus dengan frekuensi *cut-off* terendah. Apabila dengan mengamati persamaan (82) dan persamaan (88) dapat diketahui bahwa frekuensi *cut-off* akan diberikan oleh modus TE_{10} . Modus ini adalah modus yang (dominan dan terpenting) di dalam bumbung-gelombang persegi, karena dapat merambat sendiri tanpa modus-modus lainnya jika frekuensi kerja dipilih secara tepat.

Contoh 14.4

Sebuah bumbung-gelombang dielektrikum udara memiliki ukuran $a = 2$ cm dan $b = 1$ cm. Tentukan kisaran frekuensi kerja di mana bumbung ini dapat beroperasi dengan sebuah modus tunggal (TE_{10}).

Pemecahan Karena bumbung diisi dengan bahan dielektrikum udara, maka $n = 1$, dan untuk $m = 1$ persamaan (82) memberikan kita,

$$f_c(10) = \frac{\omega_c}{2\pi} = \frac{c}{2a} = \frac{3 \times 10^{10}}{2(2)} = 7,5 \text{ GHz}$$

Modus berikutnya yang berderajat lebih tinggi adalah TE_{20} atau TE_{01} , yang dari persamaan (82) dan persamaan (88) kedua modus ini dapat diketahui memiliki frekuensi *cut-off* untuk modus TE_{10} , atau tepatnya sebesar 15 GHz. Dengan demikian, kisaran frekuensi kerja di mana bumbung akan beroperasi dengan modus tunggal TE_{10} adalah $7,5 \text{ GHz} < f < 15 \text{ GHz}$.

Setelah memahami cara kerja bumbung-gelombang persegi, mengapa perangkat ini begitu luas digunakan dan apa keistimewaannya? Perhatikan kembali kinerja saluran transmisi pada frekuensi-frekuensi tinggi, yang cukup tinggi sehingga modus-modus bumbung-gelombang di dalam sebuah saluran transmisi sebuah fenomena yang dikenal sebagai *moding* pada kenyataannya harus dihindarkan karena hal ini menimbulkan permasalahan distorsi sinyal. Sebuah sinyal yang merambat di dalam saluran semacam ini akan terbagi energinya secara proporsional ke dalam modus-modus yang ada. Daya sinyal di dalam setiap modus akan merambat dengan kecepatan grup yang berbeda dari modus-modus lainnya. Sehingga, dengan daya yang terdistribusi seperti ini, distorsi akan terjadi pada sinyal, dan menjadi semakin buruk seiring bertambahnya jarak propagasi; komponen-komponen sinyal yang berada di dalam modus-modus yang berbeda akan semakin kehilangan sinkronisasinya karena masing-masingnya akan mengalami *delay* grup yang juga berbeda. Dijumpai konsep ini pada contoh 14.3.

Permasalahan *dipersi modus* pada saluran transmisi ini dapat dihindarkan dengan menjadikan hanya modus TEM merambat di dalam saluran, dan dengan mempertahankan frekuensi kerja saluran berada di bawah frekuensi *cut-off* semua modus lainnya. Kedua hal ini dapat dicapai dengan menggunakan ukuran saluran yang lebih kecil dari setengah panjang-gelombang, atau dengan memastikan adanya batas atas untuk frekuensi yang diperbolehkan bagi saluran. Namun ternyata permasalahannya tidak sesederhana yang diduga.

Pada Subbab 14.1, telah diketahui bahwa menaikkan frekuensi akan mengakibatkan bertambahnya rugi-rugi daya karena adanya efek kulit. Kondisi ini terwujud melalui kenaikan tahanan per satuan panjang R dari saluran transmisi. Masalah ini sendiri dapat diatasi dengan memperbesar ukuran (penampang melintang) saluran, seperti diketahui dari persamaan (7) dan persamaan (12), namun hanya sampai ke taraf di mana *moding* belum terjadi. Memang, bertambahnya rugi-rugi daya seiring dengan kenaikan frekuensi akan menjadikan saluran transmisi efektif tidak dapat digunakan, namun mengatasi hal ini dengan memperbesar ukuran saluran akan mengundang munculnya permasalahan *moding*. Solusi memperbesar ukuran ini pun akan berbuntut pada masalah lain: keterbatasan saluran dalam membawa daya, karena tegangan bocor dielektrikum juga akan turun seiring dengan semakin besarnya jarak pemisah antara kedua pelat. Sebagai akibatnya, penggunaan saluran transmisi pada frekuensi-frekuensi di atas suatu nilai ambang tertentu menjadi tidak praktis, karena besarnya rugi-rugi daya yang harus ditanggung, dan keterbatasan ukuran yang juga mengakibatkan keterbatasan pemindahan daya. Dengan demikian, struktur bumbung lain harus digunakan sebagai solusi

bagi permasalahan di atas, dan salah satu di antara struktur terbaik adalah bumbung-gelombang persegi.

Perbedaan mendasar terpenting antara bumbung-gelombang persegi atau bumbung pipa berongga terbentuk apa saja dan saluran transmisi adalah bahwa bumbung persegi *tidak dapat melewati modus TEM*. Hal ini sedikit banyak telah terungkap ketika mempelajari gelombang-gelombang TE. Kenyataan bahwa bumbung persegi dibentuk oleh sebuah struktur logam yang sepenuhnya tertutup (tanpa celah, kecuali tentunya rongga di bagian dalamnya) mengimplikasikan bahwa distribusi medan listrik pada bidang transversal untuk bumbung ini pastilah merupakan fungsi dari kedua koordinat bidang; hal ini dikarenakan semua komponen medan listrik yang tangensial terhadap permukaan konduktor harus bernilai nol di permukaan tersebut. Karena E merupakan fungsi dari *hanya* kedua koordinat bidang transversal, maka penghitungan H melalui $\nabla \times E = -j\omega\mu H$ pasti menghasilkan sebuah komponen z untuk H , sehingga modus TEM tidak mungkin didapatkan. Tidak ada arah E yang sepenuhnya transversal dalam kasus ini, yang dapat menghasilkan medan H yang juga sepenuhnya transversal.

Karena bumbung persegi tidak mendukung propagasi modus TEM, perangkat ini tidak akan bekerja pada frekuensi-frekuensi di bawah frekuensi *cut-off* modus bumbung derajat terkecil. Sehingga, struktur bumbung persegi harus dibuat dengan ukuran yang cukup besar untuk mendukung propagasi secara efektif pada tingkat frekuensi yang tinggi ini; ukuran bidang transversal atau penampang melintang-bumbung akan secara signifikan lebih besar dari ukurannya untuk saluran transmisi, yang memang dirancang untuk mendukung hanya propagasi modus TE saja. Ukuran yang lebih besar ini, ditambah dengan fakta bahwa luas permukaan yang menghantarkan arus listrik pada struktur ini juga lebih besar untuk satu volume yang sama, berdampak pada rugi-rugi daya yang secara signifikan lebih kecil pada struktur bumbung persegi. Lebih jauh lagi, bumbung persegi dapat membawa daya yang jauh lebih besar untuk suatu nilai intensitas medan listrik yang sama, dibandingkan dengan yang dapat dibawa oleh saluran transmisi, dikarenakan bumbung persegi memiliki penampang melintang yang lebih besar.

Bagaimanapun juga, bumbung-bumbung pipa berongga tetap harus beroperasi dengan sebuah modus tunggal untuk menghindari permasalahan distorsi sinyal oleh efek *moding*. Hal ini berarti bahwa ukuran bumbung harus dirancang sedemikian rupa, sehingga frekuensi kerjanya berada di atas frekuensi *cut-off* modus derajat terendah, seperti yang dilihat pada contoh 14.4. Apabila hendak menaikkan kisaran efektif untuk frekuensi kerja bumbung, maka

ukuran bidang transversal harus diperkecil untuk mempertahankan operasi modus tunggalnya. Penyusutan ukuran ini tentu saja dapat dilakukan, namun sekali lagi akan terbentur dengan masalah rugi-rugi daya karena efek kulit (ketebalan kulit menjadi semakin kecil dengan kenaikan frekuensi, dan keadaan diperburuk oleh fakta bahwa luas daerah penghantar arus listrik juga menjadi lebih kecil). Selain itu, ukuran yang terlalu kecil menjadikan pembuatan struktur ini terlalu sulit, karena adanya keterbatasan kemampuan mesin dalam melakukan fabrikasi. Sehingga lagi-lagi, dengan naiknya frekuensi ke tingkat yang lebih tinggi lagi, harus beralih ke tipe struktur lain.

D14.10. Tentukan lebar a minimum dan panjang b maksimum dari sebuah bumbung gelombang persegi yang berisi dielektrikum udara, yang memungkinkan perangkat ini bekerja dengan sebuah modus tunggal dalam kisaran frekuensi $15 \text{ GHz} < f < 20 \text{ GHz}$.

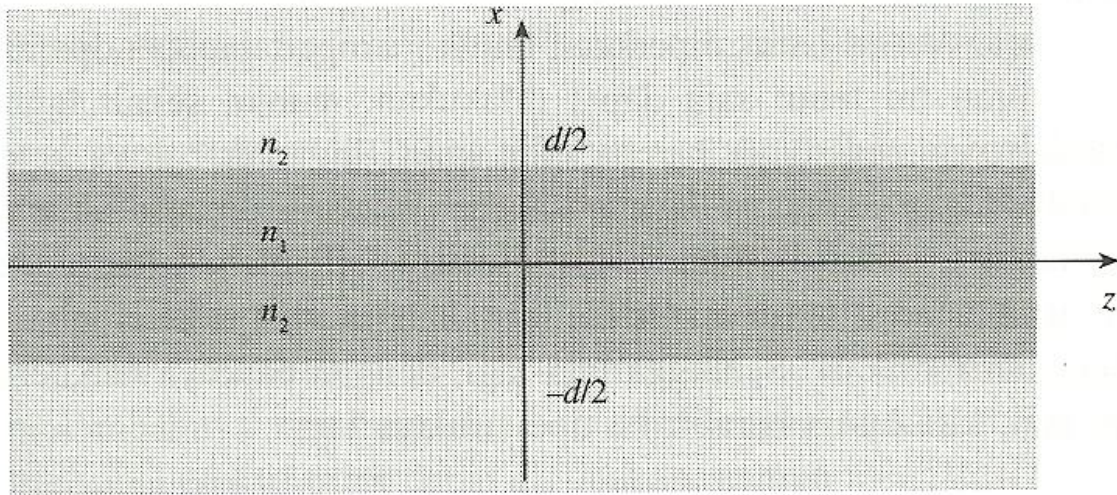
Jawaban. 1 cm; 0,75 cm.

14.6 BUMBUNG GELOMBANG DIELEKTRIKUM BIDANG DATAR

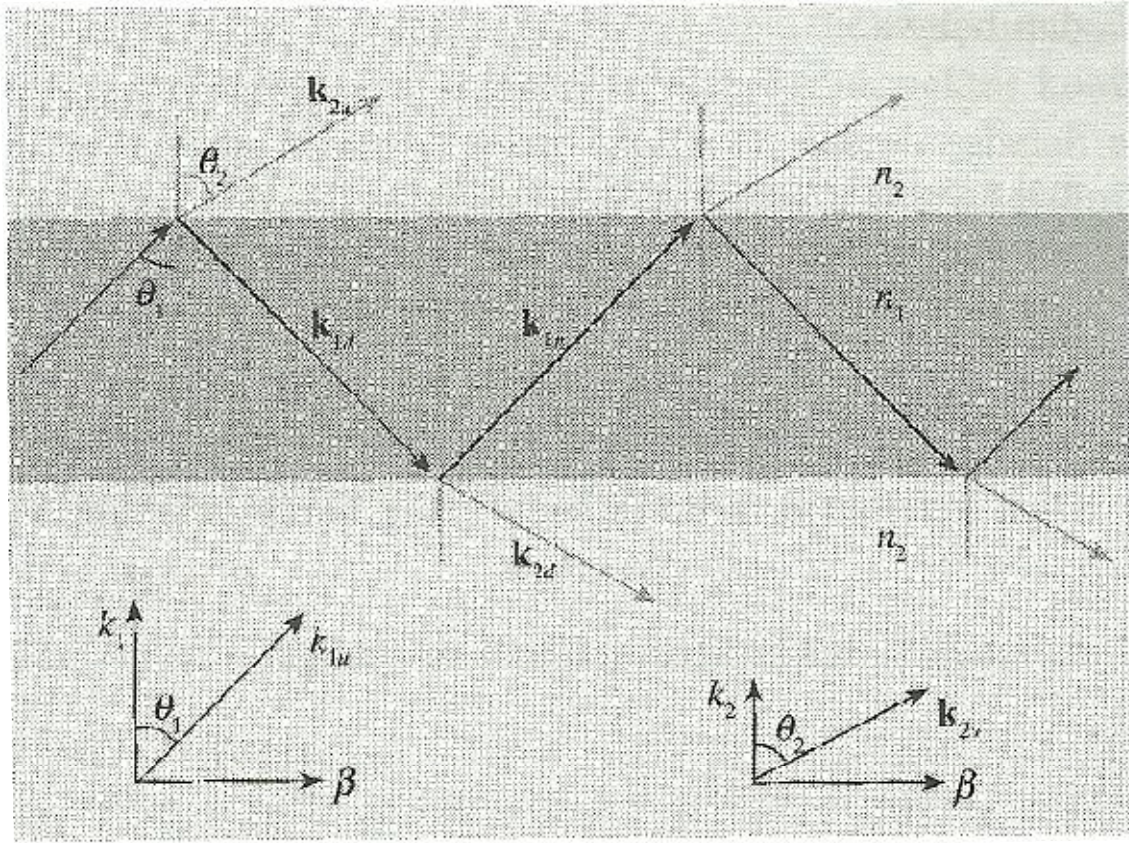
Rugi-rugi daya karena efek kulit menjadi begitu besar, salah satu cara terbaik untuk menghilangkannya adalah dengan mengganti bagian logam dari struktur bumbung gelombang dengan bahan dielektrikum. Dengan demikian, didapatkan sebuah *bumbung gelombang dielektrikum*; bentuk paling sederhana dari bumbung tipe ini, yaitu *bumbung ubin simetris*, diperlihatkan dalam Gambar 14.19. Struktur tersebut diberi nama demikian karena geometrinya yang simetris terhadap sumbu z . Bumbung ini diasumsikan memiliki lebar arah y yang jauh lebih besar dari ketebalan ubin dielektrikunya, d , sehingga dapat ditinjau sebagai sebuah permasalahan dua dimensi, di mana medan listrik diasumsikan berubah terhadap x dan z , namun konstan terhadap y . Bumbung ubin dielektrikum memiliki cara kerja yang hampir sama dengan cara kerja bumbung pelat-sejajar, hanya saja, pada bumbung ubin pemantulan terjadi di bidang perbatasan antara dua dielektrikum dan bukannya pada sebuah pelat konduktor; kedua jenis bahan dielektrikum memiliki indeks bias yang berbeda, n_1 untuk ubin dielektrikum dan n_2 untuk dielektrikum yang mengapit ubin di sebelah atas dan bawahnya. Di dalam sebuah bumbung dielektrikum, pemantulan sempurna harus didapatkan, dan karenanya sudut datang gelombang harus melampaui sudut kritis. Akibatnya, seperti telah dibicarakan pada Subbab 13.6 yang lalu, indeks bias ubin dielektrikum n_1 harus lebih besar dari indeks bias bahan di sekelilingnya n_2 . Bumbung dielektrikum berbeda dengan bumbung yang menggunakan konduktor karena daya pada bumbung ini tidak sepenuhnya

terkurung di dalam ubin, namun sebagiannya berhasil menembus kedua bidang perbatasan dan kemudian berdiam di daerah di atas dan di bawah ubin.

Bumbung gelombang dielektrikum digunakan terutama dengan gelombang-gelombang pada frekuensi optik (dalam bilangan 10^{14} Hz). Sekali lagi, dimensi (ukuran) bidang transversal bumbung harus dibuat sebesar suatu kelipatan bulat dari panjang gelombang, agar operasi modus tunggal di dalam bumbung dapat diwujudkan. Sejumlah metode fabrikasi dapat digunakan untuk mendapatkan proporsi ukuran ini. Sebagai contoh, sebuah pelat kaca dapat 'dikotori' (*doping*) dengan menginjeksikan bahan-bahan yang dapat menaikkan indeks biasnya. Dalam proses *doping* ini, bahan-bahan pengotor tersebut dapat dibuat terkumpul pada sebuah lapisan sangat tipis setebal beberapa mikrometer saja di bagian dalam pelat, membentuk sebuah struktur di mana lapisan terkotori berindeks bias lebih tinggi tersebut diapit oleh bahan kaca yang berindeks bias lebih rendah di sebelah atas dan bawahnya.



Gambar 14.19 Struktur bumbung-gelombang ubin dielektrikum simetris, dengan gelombang-gelombang yang merambat ke arah z . Bumbung ini diasumsikan memiliki lebar tak berhingga pada arah y , sehingga menjadikan permasalahan ini mendekati dua dimensi.



Gambar 14.20 Geometri untuk propagasi sebuah gelombang bidang bocor di dalam sebuah bumbung ubin dielektrikum simetris. Untuk sebuah modus bumbung, pemantulan sempurna harus terjadi di daerah interior ubin, dan komponen x dari kedua vektor $\mathbf{k}_{2u}$ dan $\mathbf{k}_{2d}$ harus bernilai imajiner.

Untuk memahami cara kerja bumbung dielektrikum, perhatikan Gambar 14.20. Dalam gambar ini, diperlihatkan sebuah gelombang yang merambat di dalam ubin dielektrikum melalui serangkaian pemantulan, di mana *transmisi parsial* terjadi pada setiap pemantulan, dan sebagian energi gelombang berhasil menembus masuk ke bahan di sebelah atas dan sebelah bawah ubin. Vektor-vektor konstanta propagasi diperlihatkan di daerah lapisan tengah dan lapisan atas, bersama dengan komponen-komponen arah x dan z -nya. Sebagaimana telah diketahui dari Bab 13, komponen z (yaitu, β) dari semua vektor konstanta propagasi ini harus bernilai sama, agar kondisi-kondisi batas dapat dipenuhi di setiap titik dan waktu pada kedua bidang perbatasan. Transmisi parsial di kedua bidang perbatasan tentu saja merupakan sesuatu yang tidak diinginkan, karena hal ini mengakibatkan daya gelombang di dalam ubin "bocor" keluar. Dalam keadaan ini, dihadapkan dengan sebuah *gelombang bocor*

yang merambat di dalam struktur bumbung, sedangkan yang dibutuhkan sebuah modulus tunggal di dalam bumbung. Perhatikan bahwa di dalam kedua kasus ini, yaitu gelombang bocor dan modulus tunggal, tetap terdapat dua kemungkinan polarisasi gelombang, dan dengan sendirinya juga dua kemungkinan tipe modulus yakni: TE dan TM.

Pemantulan daya sempurna di bidang perbatasan untuk gelombang-gelombang TE atau TM mengimplikasikan, secara berturut-turut, bahwa $|\Gamma_s|^2$ atau $|\Gamma_p|^2$ harus bernilai satu, di mana kedua koefisien pantul ini dapat dihitung melalui persamaan (71) dan persamaan (79) yang diberikan di dalam Bab 13 yang lalu dan dituliskan kembali di sini:

$$\Gamma_s = \frac{\eta_{2s} - \eta_{1s}}{\eta_{2s} + \eta_{1s}} \quad (89)$$

dan

$$\Gamma_p = \frac{\eta_{2p} - \eta_{1p}}{\eta_{2p} + \eta_{1p}} \quad (90)$$

Sebagaimana telah dijelaskan pada Subbab 13.6, jika hendak mendapatkan magnitudo sebesar satu untuk persamaan (89) atau persamaan (90), maka impedansi η_{2s} atau η_{2p} harus bernilai imajiner murni, nol atau tak –berhingga. Mengetahui bahwa

$$\eta_{2s} = \frac{\eta_2}{\cos \theta_2} \quad (91)$$

Dan bahwa

$$\eta_{2p} = \eta_2 \cos \theta_2 \quad (92)$$

Maka persyaratan di atas untuk nilai η_{2s} atau η_{2p} menggariskan bahwa $\cos \theta_2$ harus bernilai nol atau imajiner, dimana dari persamaan (75), Subbab 13.6, diketahui

$$\cos \theta_2 = [1 - \sin^2 \theta_2]^{1/2} = [1 - \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 \sin^2 \theta_1]^{1/2} \quad (93)$$

Oleh karenanya, kriteria sudut yang harus dipenuhi adalah,

$$\theta_1 \geq \theta_c \quad (94)$$

Di mana sudut kritis didefinisikan sebagai

$$\sin \theta_c = \frac{n_2}{n_1} \quad (95)$$

Selanjutnya, dari geometri dalam Gambar 14.20, dapat diketahui distribusi medan dari sebuah gelombang modulus TE di dalam bumbung melalui superposisi gelombang bidang. Di dalam daerah yang ditempati ubin dielektrikum ($-d/2 < x < d/2$), didapatkan

$$E_{y1s} = E_0 e^{-jk_{1u} \cdot r} \pm E_0 e^{-jk_{1d} \cdot r} \quad \left(-\frac{d}{2} < x < \frac{d}{2}\right) \quad (96)$$

di mana

$$k_{1u} = k_l a_x + \beta a_z \quad (97)$$

dan

$$k_{1d} = -k_l a_x + \beta a_z \quad (98)$$

Suku kedua pada persamaan (96) dapat menambah atau mengurangi suku pertamanya, dan manapun yang berlaku di antara kedua kasus ini, distribusi intensitas medan yang simetris pada arah x tetap akan dihasilkan. Dapat diduga hal ini karena struktur bumbung sendiri bersifat simetris. Dengan menggunakan $r = x a_x + z a_z$, persamaan (96) dapat dituliskan kembali menjadi,

$$E_{y1s} = E_0 [e^{jk_1 x} + E_0 e^{-jk_1 x}] e^{j\beta z} = 2E_0 \cos(k_1 x) e^{j\beta z} \quad (99)$$

Jika yang dipilih adalah tanda positif pada persamaan (96). Sedangkan untuk tanda negatif

$$E_{y1s} = E_0 [e^{jk_1 x} - E_0 e^{-jk_1 x}] e^{j\beta z} = 2jE_0 \sin(k_1 x) e^{j\beta z} \quad (100)$$

Karena $k_1 = n_1 k_0 \cos \theta_1$, maka dapat dilihat bahwa nilai-nilai yang besar untuk k_l akan menghasilkan θ_l yang bernilai kecil untuk sebuah frekuensi tertentu. Selain itu, k_l yang bernilai besar akan memunculkan jumlah osilasi spasial yang juga lebih besar untuk medan listrik di bidang transversal, sebagaimana pula halnya bumbung pelat-sejajar, dikaitkan kenaikan derajat modus dengan semakin besarnya nilai k_1 .⁶(akan lebih sesuai jika dituliskan pula bilangan modus m sebagai notasi subskrip pada parameter-parameter k_1 , k_2 , β , dan θ_1 , karena sebagaimana halnya yang dijumpai pada bumbung-bumbung logam, parameter-parameter ini akan memiliki nilai-nilai diskrit. Namun, untuk menyederhanakan notasi, subskrip m tersebut tidak digunakan, dan sekedar mengasumsikan bahwa hal ini sudah diketahui. Sekali lagi, notasi-notasi subskrip 1 dan 2 yang dipakai pada subbab ini secara berturut-turut mengindikasikan daerah ubin dielektrikum dan *daerah-daerah* di sekitarnya, dan tidak ada kaitannya dengan bilangan modus).

Pada daerah di sebelah atas dan di sebelah bawah ubin dielektrikum, gelombang-gelombang merambat menurut karakteristik yang dijabarkan oleh kedua vektor konstanta propagasi k_{2u} dan k_2 , seperti diperlihatkan dalam Gambar 14.20. Di daerah sebelah atas ubin ($x > d/2$), misalnya, medan listrik dari sebuah gelombang TE akan memiliki bentuk:

$$E_{y2s} = E_{02} e^{-jk_2 \cdot r} = E_{02} e^{-jk_{2x} x} e^{-j\beta z} \quad (101)$$

Tetapi, $k_2 = n_2 k_0 \cos \theta_2$, di mana $\cos \theta_2$ sebagaimana dirumuskan oleh persamaan (93) bernilai imajiner. Oleh karenanya, dapat dituliskan:

$$k_2 = -j\gamma_2 \quad (102)$$

di mana γ_2 bernilai riil dan diberikan oleh persamaan berikut [diturunkan menggunakan persamaan (93)],

$$\cos \theta_2 = [1 - \sin^2 \theta_2]^{1/2} = j n_2 k_0 (-j) \left[\left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2 \sin^2 \theta_1 - 1 \right]^{1/2} \quad (103)$$

Persamaan (101) kini dapat dituliskan menjadi:

$$E_{y2s} = E_{02} e^{-\gamma^2(x-\frac{d}{2})} e^{-j\beta z} \quad (x > \frac{d}{2}) \quad (104)$$

di mana variabel x di dalam persamaan (101) telah digantikan dengan $(x - d/2)$ untuk meletakkan magnitudo medan E_{02} di bidang perbatasan. Dengan penjelasan yang serupa, medan di daerah sebelah bawah ubin ($x < -d/2$), di mana x bernilai negatif dan konstanta propagasi k_{2d} berlaku, dapat dituliskan sebagai:

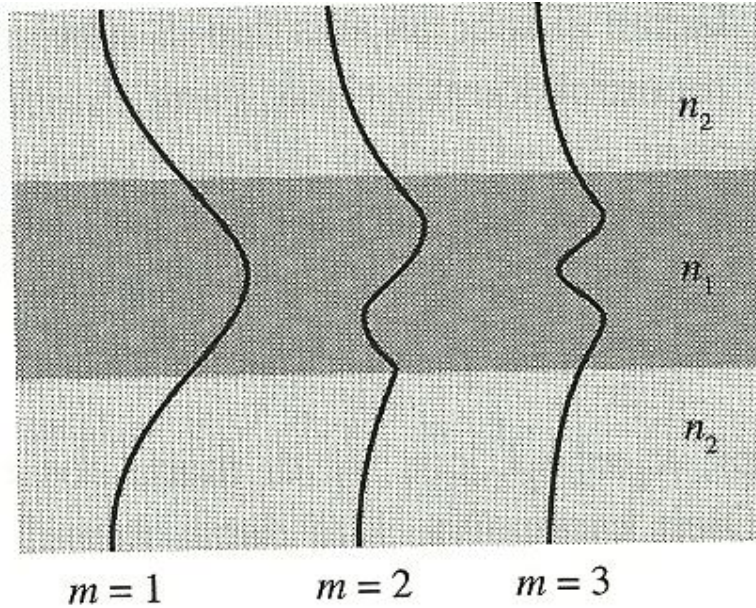
$$E_{y2s} = E_{02} e^{\gamma^2(x+\frac{d}{2})} e^{-j\beta z} \quad (x < -\frac{d}{2}) \quad (105)$$

Kedua medan yang dinyatakan dalam persamaan (104) dan (105) adalah medan-medan untuk gelombang permukaan. Perhatikan bahwa medan-medan ini merambat hanya ke arah z dan berubah mengikuti fungsi $e^{-j\beta z}$, namun amplitudonya juga menyusut seiring pertambahan $|x|$, menurut fungsi $e^{-\gamma^2(x-\frac{d}{2})}$ untuk gelombang pada persamaan (104) dan menurut $e^{\gamma^2(x+\frac{d}{2})}$

untuk gelombang pada persamaan (105). Gelombang-gelombang ini merepresentasikan sebagian tertentu dari daya total yang dibawa oleh modus, sehingga di sini dapat dilihat perbedaan mendasar antara bumbung-gelombang dielektrikum dan bumbung-gelombang logam: di dalam bumbung dielektrikum, medan-medan (dan daya bumbung) ‘merembes’ keluar dari ubin, dan tidak sepenuhnya terkurung oleh kedua bidang batas; secara teoritis, medan-medan ini ada di setiap titik di luar ubin dan merentang hingga ke jarak yang tak berhingga. Namun di dalam kasus-kasus praktis, peluruhan secara eksponensial nilai medan-medan ini di daerah sebelah atas bidang batas atas, dan sebelah bawah bidang batas bawah akan menjadikan keberadaan medan-medan tersebut dapat diabaikan pada jarak beberapa kali ketebalan ubin dari bidang batas.

Distribusi medan listrik total dihasilkan oleh medan-medan dari ketiga daerah, dan sketsa distribusi ini diperlihatkan dalam gambar 14.21 untuk tiga derajat pertama modus TE. Didalam ubin dielektrikum, medan memperlihatkan osilasi dan memiliki bentuk serupa dengan medan pada bumbung pelat-sejajar. Yang membedakan medan ini adalah bahwa nilainya tidak mencapai nol di kedua bidang perbatasan; alih-alih, kurvanya terlihat menyambung dengan kurva medan di daerah sebelah atas ubin dan daerah sebelah bawah

ubin. Sehingga, satu kriteria yang harus dipenuhi adalah bahwa medan-medan TE di kedua sisi tiap-tiap bidang batas (yang adalah medan-medan tengensial) harus memiliki nilai yang sama di bidang perbatasan tersebut, Jelasnya.



Gambar 14.21 Distribusi amplitudo medan listrik pada bidang transversal untuk tiga modus TE derajat terendah, di dalam Sebuah bumbung ubin simetris

$$E_{y1s}|_{x=\pm d/2} = E_{y2s}|_{x=\pm d/2} = \pm d/2 \quad (106)$$

Menerapkan kondisi ini pada persamaan (99),(100),(104), dan (105), didapatkan hasil-hasil yang merupakan persamaan-persamaan akhir untuk medan listrik TE pada bumbung-gelombang ubin simetris, untuk kasus-kasus simetri genap dan simetri ganjil:

$$E_{s, \text{genap}} (\text{TE genap}) = \begin{cases} E_{0, \text{genap}} \cos(k_1 x) e^{-j\beta z} & (-\frac{d}{2} < x < \frac{d}{2}) \\ E_{0, \text{genap}} \cos(k_1 \frac{d}{2}) e^{-\gamma_2 (x - \frac{d}{2})} e^{-j\beta z} & (x > \frac{d}{2}) \\ E_{0, \text{genap}} \cos(k_1 \frac{d}{2}) e^{\gamma_2 (x + \frac{d}{2})} e^{-j\beta z} & (x < -\frac{d}{2}) \end{cases} \quad (107)$$

$$E_{s, \text{ganjil}} (\text{TE ganjil}) = \begin{cases} E_{0, \text{ganjil}} \cos(k_1 x) e^{-j\beta z} & (-\frac{d}{2} < x < \frac{d}{2}) \\ E_{0, \text{ganjil}} \cos(k_1 \frac{d}{2}) e^{-\gamma_2 (x - \frac{d}{2})} e^{-j\beta z} & (x > \frac{d}{2}) \\ E_{0, \text{ganjil}} \cos(k_1 \frac{d}{2}) e^{\gamma_2 (x + \frac{d}{2})} e^{-j\beta z} & (x < -\frac{d}{2}) \end{cases} \quad (108)$$

Jika dipilih rute solusi persamaan gelombang, hasil-hasil yang diperoleh akan dientik dengan persamaan-persamaan di atas. Dapat dirujuk ke buku Acuan 2 dan 3 (diberikan pada Daftar Acuan di akhir bab ini) untuk mengetahui penjabarannya secara mendetail. Medan magnet

untuk modus TE akan memiliki komponen-komponen x dan z , sebagaimana juga halnya medan magnet pada bumbung pelat-sejajar. Terakhir, medan-medan modus TM akan memiliki bentuk yang hampir sama dengan medan-medan modus TE, hanya saja terjadi perputaran polarisasi komponen-komponen gelombang bidang sejauh 90° antara keduanya. Sehingga, untuk modus TM, H_y akan muncul dan memiliki bentuk yang sama dengan E_y dari modus TE, yang direpresentasikan oleh persamaan-persamaan (107) dan (108).

Selain dari perbedaan-perbedaan pada struktur medan yang dijelaskan di atas, bumbung ubin dielektrikum bekerja dengan cara yang secara kualitatif mirip dengan bumbung pelat-sejajar. Maka, pada satu nilai frekuensi kerja tertentu, sejumlah modus diskrit akan merambat di dalam bumbung, dan banyaknya modus ini akan bertambah seiring dengan kenaikan frekuensi tersebut. Modus-modus yang berderajat lebih tinggi dicirikan oleh nilai-nilai θ_1 yang lebih kecil, semakin tinggi derajat sebuah modus maka semakin kecil sudut θ_1 -nya.

Satu perbedaan penting lainnya pada bumbung ubin dielektrikum akan terlihat saat frekuensi kerja mencapai frekuensi *cut-off*. Diketahui bahwa $\theta = 0^\circ$ ketika frekuensi mencapai *cut-off* pada bumbung-bumbung logam. Di dalam bumbung dielektrikum yang bekerja pada frekuensi *cut-off* sudut gelombang θ_l akan bernilai sama dengan *sudut kritis* θ_c . Kemudian, seiring dengan kenaikan frekuensi tersebut untuk satu modus tertentu, maka nilai θ_1 dari modus yang bersangkutan akan bertambah hingga melampaui θ_c -nya, demi mempertahankan kondisi resonansi transversal dan sekaligus jumlah osilasi medan yang tetap pada bidang transversal.

Akan tetapi, seiring dengan bertambah besarnya sudut gelombang, karakteristik medan-medan di luar ubin dielektrikum berubah secara signifikan. Hal ini dapat dipahami dengan memperhatikan ketergantungan sudut gelombang pada koefisien peluruhan nilai medan di luar ubin, γ_2 , yang dijabarkan oleh persamaan (103). Dari persamaan ini dapat diketahui bahwa seiring dengan bertambah besarnya θ_1 (yaitu, seiring dengan kenaikan frekuensi), maka γ_2 juga bertambah nilainya; hal ini pada gilirannya akan mengakibatkan peluruhan yang lebih cepat pada medan-medan di luar ubin, seiring dengan bertambahnya jarak dari bidang batas atas dan bawah. Oleh karenanya, modus yang bersangkutan akan ‘lebih terkurung’ di dalam ubin pada frekuensi-frekuensi yang lebih tinggi. Demikian pula, pada sebuah frekuensi tertentu, karena modus-modus yang berderajat lebih rendah memiliki nilai-nilai sudut gelombang yang lebih kecil, maka nilai-nilai γ_2 yang terkait dengan modus-modus ini juga akan lebih kecil, sebagaimana diindikasikan oleh persamaan (103).

Akibatnya, ketika beberapa modus sekaligus merambat di dalam bumbung pada satu nilai frekuensi tertentu, modus-modus yang berderajat lebih tinggi akan mampu mempertahankan lebih banyak energi di dalam ubin dan di daerah sekitar batas atas dan batas bawahnya, dibandingkan dengan modus-modus yang berderajat lebih rendah.

Dapat diketahui kriteria-kriteria yang menjadi prasyarat merambatnya modus-modus di dalam bumbung-gelombang dielektrikum dengan memperhatikan kondisi resonansi transversal, sebagaimana yang dilakukan dalam kasus bumbung pelat-sejajar. Dengan menerapkan analisis ‘perjalanan bolak-balik penuh’ pada sebuah modus di dalam ubin dielektrikum, seperti yang dilakukan pada Subbab 14.3 yang lalu, dapat diturunkan ke sebuah persamaan yang mirip dengan persamaan (37) untuk gelombang-gelombang TE:

$$k_1 d + \phi_{TE} + k_1 d + \phi_{TE} = 2m\pi \quad (109)$$

dan sebuah persamaan lainnya untuk gelombang-gelombang TM:

$$k_1 d + \phi_{TM} + k_1 d + \phi_{TM} = 2m\pi \quad (110)$$

Kedua persamaan (109) dan (110) dikenal sebagai *persamaan-persamaan nilai eigen* untuk bumbung ubin dielektrikum simetris. Pergeseran fase yang terjadi pada saat pemantulan di bidang batas (atas maupun bawah), ϕ_{TE} untuk modus TE dan ϕ_{TM} untuk modus TM, adalah sudut fase dari koefisien-koefisien pantul Γ_s dan Γ_p yang diberikan oleh persamaan (89) dan (90), secara berturut-turut. Sudut-sudut fase ini dapat diturunkan dengan relatif mudah, namun keduanya adalah fungsi dari θ_1 . Sebagaimana diketahui, k_1 juga bergantung pada θ_1 , namun mengikuti fungsi yang berbeda dengan ϕ_{TE} dan ϕ_{TM} . Sehingga, Persamaan (109) dan (110) adalah *fungsi-fungsi transenden* dalam variabel θ_1 , dan karenanya tidak dapat dipecahkan dalam bentuk tertutup. Alih-alih, harus digunakan metode-metode numerik atau grafis (lihat Acuan 4 atau 5) untuk menyelesaikan kedua persamaan tersebut. Namun, hasil yang keluar dari proses pemecahan yang rumit ini ternyata cukup sederhana, menjabarkan kondisi *cut-off* untuk sembarang modus TE maupun TM di dalam bumbung ubin dielektrikum simetris:

$$k_0 d \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \geq (m - 1) \pi \quad (m=1,2,3,\dots) \quad (111)$$

Agar modus ke- m dapat merambat, maka kondisi persamaan (111) harus berlaku. Interpretasi fisik untuk bilangan modus m sekali lagi adalah jumlah setengah-siklus medan listrik (untuk modus TE), atau jumlah setengah-siklus medan listrik (untuk modus TE), atau jumlah setengah-siklus medan magnet (untuk modus TM), yang harus muncul pada seluruh jarak transversal. Modus derajat terkecil ($m=1$) dianggap sebagai modus yang tidak memiliki frekuensi *cut-off* modus ini akan merambat mulai dari frekuensi nol hingga seterusnya.

Dengan demikian, dapat dicapai operasi modus-tunggal (pasangan tunggal satu modus TE dan satu modus TM, sebenarnya) jika di dapatkan untuk memastikan bahwa modus-modus $m=2$ berada di bawah frekuensi *cut-off*. Merujuk ke persamaan (111), operasi modus-tunggal akan terwujud jika kondisi berikut terpenuhi:

$$k_0 d \sqrt{n_1^2 - n_2^2} < \pi \quad (112)$$

Menggunakan $k_0 = 2\pi/\lambda$, kisaran panjang-gelombang di mana operasi modus-tunggal dapat terjadi adalah

$$\lambda > 2d \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \quad (113)$$