

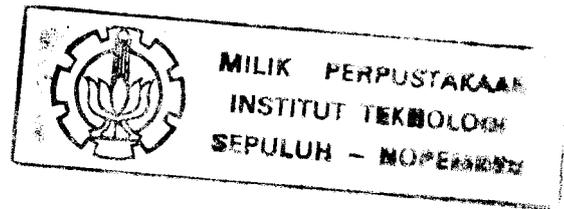
4232/ur/H/91 ✓

STUDI PENGKAJIAN KARAKTERISTIK KANAL RADIO MOBIL

FEBRUARI 1991	
Tanggal	31 MAY 1991
Kategori	H-FTI-C
No. Agenda PTP	247



FSE
621.394 5
Mas
S-1
1991



Oleh :

HUSIN MASHUR
2832200105

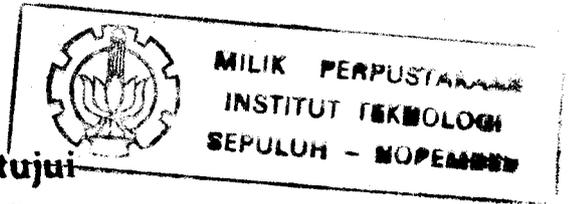
JURUSAN TEKNIK ELEKTRO
FAKULTAS TEKNOLOGI INDUSTRI
INSTITUT TEKNOLOGI SEPULUH NOPEMBER
SURABAYA
1991

STUDI PENGKAJIAN KARAKTERISTIK KANAL RADIO MOBIL

TUGAS AKHIR

**Diajukan Guna Memenuhi Sebagian Persyaratan
Untuk Mendapatkan Gelar
Sarjana Teknik Elektro
Pada
Bidang Studi Teknik Telekomunikasi
Jurusan Teknik Elektro
Fakultas Teknologi Industri
Institut Teknologi Sepuluh Nopember
Surabaya**

**Mengetahui / Menyetujui
Dosen Pembimbing**



A handwritten signature in black ink, which appears to read "M. Salehudin". The signature is fluid and cursive.

(Dr. Ir. M. Salehudin)

**SURABAYA
PEBRUARI 1991**



*Kupersembahkan untuk
Bapak ibu, kakak, serta adik- adikku
yang aku cintai.*

KATA PENGANTAR

Dengan mengucapkan syukur kehadiran Tuhan Yang Maha Esa atas segala rahmat dan karuniannya, setelah melewati masa-masa sulit dalam mengerjakan tugas akhir ini, akhirnya kami telah berhasil menyelesaikan tugas akhir ini dengan judul :

" STUDI PENGKAJIAN KARAKTERISTIK KANAL RADIO MOBIL "

Tugas akhir ini diajukan sebagai syarat bagi setiap mahasiswa untuk melengkapi kurikulum dalam menyelesaikan pendidikan program Sarjana pada Fakultas Teknologi Industri Jurusan Teknik Elektro, Bidang Studi Telekomunikasi di Institut Teknologi Sepuluh Nopember Surabaya.

Dengan menyadari akan keterbatasan dan kemampuan yang ada dalam penulisan ini, penyusun masih berharap semoga tugas akhir ini dapat bermanfaat bagi pembaca maupun bagi yang memerlukannya

Surabaya, Pebruari 1991

Penyusun

UCAPAN TERIMA KASIH

Dengan selesainya penyusunan tugas akhir ini, kami ingin menyampaikan rasa terima kasih atas segala bantuan yang telah kami peroleh, kepada yang terhormat :

1. Bapak Dr. Ir. M. Salehudin, selaku dosen pembimbing yang telah banyak meluangkan waktunya untuk memberikan pengarahan, bimbingan serta semangat kepada penulis untuk menyelesaikan tugas akhir ini.
2. Bapak Dr. IR. Agus Mulyanto, selaku koordinator bidang studi teknik Telekomunikasi.
3. Bapak Ir. Katjuk Astrowulan M.Eng, selaku Ketua Jurusan Teknik Elektro ITS.
4. Bapak Ir. Soetikno, selaku dosen wali yagn telah banyak meluangkan waktu untuk membimbing penulis selama menjadi mahasiswa di Jurusan Teknik Elektro FTI - ITS.
5. Keluarga Sadiq Hasni, selaku wali penulis selama menjadi mahasiswa.
6. Rekan-rekan mahasiswa dan segenap civitas akademika di lingkungan Jurusan Teknik Elektro ITS.

Semoga Allah Subhana Wa Ta'ala membalas budi jasa beliau, Amien.

Surabaya, Pebruari 1991

Penyusun

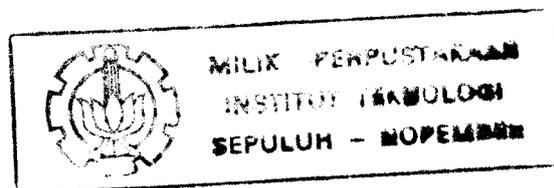
ABSTRAK

Kebutuhan akan komunikasi telepon yang semakin lama semakin meningkat, yang diiringi pula dengan kemajuan teknologi telekomunikasi menuntut adanya sistem komunikasi telepon mobil yang berkapasitas fungsi dan dapat beroperasi dalam kawasan geografis yang luas.

Sistem komunikasi telepon mobil ini ditetapkan dalam bentuk sistem seluler, dimana pengetahuan tentang karakteristik kanal radio mobil sangat penting artinya.

Karena propagasi lintasan jamak pada kanal radio mobil membatasi hasil sistem komunikasi, maka perlu didapatkan informasi yang akurat tentang karakteristik kanal sehingga keterbatasan hasil ini diperbaiki semaksimal mungkin. Bila sifat-sifat propagasi lintasan jamak telah diketahui dengan baik, pemancar dan penerima dapat dibuat sedemikian rupa sehingga 'match' terhadap kanal dan pengaruh dari gangguan-gangguan diatas dapat dikurangi.

Dari karakteristik kanal radio mobil ini, dapat dibuat suatu model kanal yang memberikan pandangan yang jelas tentang mekanisme penyebaran. Namun hal ini harus mudah dipakai oleh para pelaksana sistem komunikasi yang berfungsi pada jenis kanal-kanal itu.



DAFTAR ISI

	HAL
JUDUL	i
PENGESAHAN.....	ii
KATA PENGANTAR.....	iii
UCAPAN TERIMA KASIH.....	iv
ABSTRAK.....	v
DAFTAR ISI.....	vi
DAFTAR GAMBAR.....	xi
DAFTAR TABEL.....	xiv
BAB	
I. PENDAHULUAN.....	1
I.1. LATAR BELAKANG.....	1
I.2. PERMASALAHAN.....	2
I.3. PEMBatasan MASALAH.....	4
I.4. METODOLOGI.....	4
I.5. SISTEMATIKA PEMBAHASAN.....	5
I.6. RELEVANSI.....	5
II. TEORI PENUNJANG.....	6
II.1. GAMBARAN TENTANG KOMUNIKASI RADIO MMOBIL.....	6
II.1.1. LINGKUNGAN KOMUNIKASI RADIO MOBIL.....	6
II.1.2. SINYAL RADIO MOBIL.....	11
II.1.3. KLASIFIKASI KARAKTERISTIK KANAL RADIO MOBIL.....	12

II.1.3.1. SINYAL PROPAGASI PITA SEMPIT (NARROW BAND).....	13
II.1.3.2. RUGI-RUGI LINTASAN PROPAGASI PITA LEBAR.....	15
II.2. METODA STATISTIK KARAKTERISTIK KANAL	
RADIO MOBIL.....	20
II.2.1. RATA-RATA (MEAN) DAN STANDAR DEVIASI.....	20
II.2.1.1. RATA-RATA SAMPEL (\bar{x}).....	20
II.2.1.2. RATA-RTA STATISTIK.....	20
II.2.1.3. BIASED TIME AVERAGE $\bar{x}(t)$	21
II.2.1.4. UNBIASED TIME AVERAGE $\langle x(t) \rangle$	21
II.2.2. FUNGFSI KERAPATAN PROBABILITAS.....	22
II.2.3. DISTIBUSI PROBABILITAS KUMULATIF.....	22
II.2.4. FUNGSI KERAPATAN PROBABILITAS STANDAR.....	23
II.2.4.1. DISTRIBUSI UNIFORM.....	23
II.2.4.2. DISTRIBUSI NORMAL (GAUSSIAN).....	24
II.2.4.3. DISTRIBUSI RAYLEIGH.....	27
II.2.4.4. DISTRIBUSI RICIAN.....	29
II.2.4.5. DISTRIBUSI LOG NORMAL.....	30
II.2.4.6. DISTRIBUSI POISSON.....	31
II.2.4.7. DISTRIBUSI WEIBULL.....	32
II.2.5. FUNGSI KORELASI.....	32
II.2.5.1. FUNGSI AUTOKORELASI.....	32

II.2.5.2. FUNGSI CROSSKORELASI DAN KOEFSISIEN	35
III. KARAKTERISTIK KANAL RADIO PITA SEMPIT.....	38
III.1. RUGI-RUGI LINTASAN PROPAGASI DALAM RUANG BEBAS	38
III.2. STATISTIK DARI SELUBUNG SINYAL.....	42
III.2.1. UMUM.....	42
III.2.2. LEVEL CROSSING RATES DAN AVERAGE DURATION OF FADES.....	45
III.2.3. SUDUT DATANG DAN SPEKTRUM SINYAL.....	48
III.2.4. KORELASI SPASIAL DAN KOMPONEN-KOMPONEN MEDAN.....	52
III.3. RUGI-RUGI STATISTIK DARI SELUBUNG SINYAL KARENA FADING	55
III.3.1. FADING LONG TERM $[m(t)]$ atau $[m(x)]$	57
III.3.2. FADING SHORT TERM $[r_o(x)$ atau $r_o(t)]$	60
IV. KARAKTERISTIK KANAL RADIO MOBIL PITA LEBAR.....	63
IV.1. PENDAHULUAN.....	63
IV.2. KANAL RADIO MOBIL SEBAGAI FILTER LINIER YANG TAK BERUBAH TERHADAP WAKTU.....	66
IV.2.1. TINJAUAN DALAM KAWASAN WAKTU.....	66
IV.2.2. TINJAUAN DALAM KAWASAN FREKWENSI.....	69
IV.2.3. TINJAUAN DALAM KAWASAN WAKTU -FREKWENSI.....	70

IV.2.4. TINJAUAN DALAM KAWASAN KETERLAMBATAN DOPPLER.....	72
IV.2.5. HUBUNGAN FUNGSI-FUNGSI SIESTEM DALAM KAWASAN YANG BERBEDA-BEDA.....	74
IV.3. TINJAUAN STATISTIK KANAL RADIO MOBIL.....	75
IV.3.1. UMUM.....	75
IV.3.2. FUNGSI-FUNGSI SISTEM AUTOKORELASI.....	76
IV.3.3. KANAL STASIONER DALAM ARTIAN LUAS.....	78
IV.3.4. UNCORRELATED SCATTERING CHANNEL.....	80
IV.3.5. WIDE SIDE SENSE UNCORRELATED SCATTERING CHANNEL.....	82
V. PENERAPAN KANAL RADIO MOBIL.....	85
V.1. MODEL-MODEL KANAL.....	85
V.1.1. MODEL KANAL ZANDER.....	85
V.1.2. MODEL KANAL BAJWA.....	92
V.1.3. MODEL KANAL TURIN.....	98
V.1.4. MODEL KANAL SALEHUDIN.....	99
V.2. METODE KARAKTERISASI.....	106
V.2.1. KARAKTERISASI KANAL PADA SKALA KECIL.....	106
V.2.1.1. MODEL KANAL DENGAN ALAT DIFUSI "DISCREET".....	106
V.2.1.2. FUNGSI DIFUSI KETERLAMBATAN-DOPPLER...	111
V.2.1.3. TINJAUAN DALAM WAKTU.....	116
V.2.2. KARAKTERISTIK KANAL PADA SKALA BESAR.....	119

V.2.2.1. URAIAN YANG MENGGUNAKAN PARAMETER PADA SKALA KECIL.....	120
V.2.2.2. KERAPATAN PROBABILITAS GLOBAL.....	120
V.3. TEKNIK PENGUKURAN PARAMETER KANAL RADIO MOBIL.....	122
V.3.1. UMUM.....	122
V.3.2. TEKNIK PENGUKURAN DALAM KAWASAN WAKTU.....	123
V.3.3. TEKNIK PENGUKURAN DALAM KAWASAN FREKWENSI.....	129
V.4. SIMULATOR KANAL RADIO MOBIL	130
V.4.1. SIMULATOR KANAL RADIO MOBIL PITA LEBAR.....	131
V.4.1.1. SIMULASI WAKTU-KEDATANGAN.....	134
V.4.1.2. SIMULASI AMPLITUDO.....	146
V.4.1.3. SIMULASI PHASA.....	155
V.5. SIMULATOR KANAL PITA SEMPIT.....	159
V.5.1. TEKNIK PENGUKURAN.....	160
V.5.2. KELAKUAN SIMULATOR.....	163
VI. KESIMPULAN.....	169
DAFTAR PUSTAKA.....	171
LAMPIRAN	

DAFTAR GAMBAR

GAMBAR	HAL
2-1	Gambaran Lingkungan Komunikasi Radio Mobil.....9
2-2	Lintasan Propagasi Radio Mobil.....10
2-3	Sinyal Fading Yang Diterima Jika Mobil Unit Bergerak.....12
2-4	Pulsa Sinc Dan Batas Spektrum Pitanya.....16
2-5	Rugi Lintasan Yang Dipengaruhi Bandwidth Pita Lebar..19
2-6	Kurva Distribusi Uniform.....24
2-7	Kurva Distribusi Normal.....25
2-8	Kurva Distribusi Rayleigh.....28
2-9	Kurva Distribusi Rician.....30
2-10	Koefisien Autokorelasi.....35
3-1	Redaman Ruang Bebas.....40
3-2	Komponen Gelombang Yang Terjadi Pada Mobil Terima....43
3-3	Level Crossing Rate.....46
3-4	Average Duration of Fades.....48
3-5	Arah Relatif Pada Mobil Unit Dan Komponen Gelombang Datar.....49
3-6	Spektrum Daya Untuk Vertikal Monopole.....52
3-7	Fungsi-Fungsi Normal Autokovarian.....54
3-8	Sinyal $S(x)$ Sepanjang Sumbu-X.....56
3-9	(a) Fading Long Term.....58
3-9	(b) Distribusi Log Normal.....59
3-10	Distribusi Probabilitas Dari Selubung Fading.....63
4-1	Lintasan Geometri Untuk Hamburan Tunggal.....64

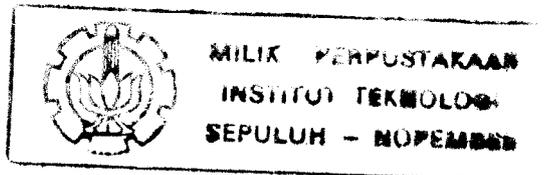
4-2	Penyajian Lingkungan Transmisi Dalam Ruang Keterlambatan Waktu.....	67
4-3	Model Keterlambatan "Multiprises".....	68
4-4	Model Alat Penyampur Yang Mengintroduksi Gangguan Doppler.....	70
4-5	Hubungan Fungsi-Fungsi Sistem Dalam Kawasan Yang Berbeda-beda.....	74
4-6	Hubungan Antara Fungsi-Fungsi Sistem Autokorelasi.....	78
4-7	Kesesuaian Antara Fungsi-Fungsi Autokorelasi Untuk Kanal "WSSUS".....	83
5-1	Kedudukan Transmisi Radio Mobil.....	87
5-2	Gambar Geometri Transmisi Radio Mobil.....	88
5-3	Proses Poisson Dua-Dimensi.....	89
5-4	Penentuan Fungsi Kerapatan $P_R(\xi)$	90
5-5	Model Geometri.....	93
5-6	Lokasi Random Dua-Dimensi Dan Penetapan $P_R(R)$	95
5-7	Pandangan Umum Pada Hamburan.....	101
5-8	Geometri Hamburan.....	103
5-9	Probability Density of Occupancy.....	104
5-10	Model Kanal Dengan Alat Difusi Discreet.....	107
5-11	Fungsi Difusi Keterlambatan Doppler.....	115
5-12	Profil Daya Rata-Rata Pada Fungsi Keterlambatan.....	116
5-13	Fungsi Korelasi Frekwensi.....	118
5-14	Representasi Saluran Transmisi Dalam Ruang Waktu Perlambatan.....	124
5-15	Representasi Sistem Linier Untuk Pengukuran Propagasi Lintasan Ganda.....	126

5-16	Fungsi Transfer Filter Bandpass.....	127
5-17	Representasi Pengukuran Propagasi Lintasan Ganda Dari Sistem Linier Yang Sederhana.....	129
5-18	Model Matematika Untuk Simulasi.....	132
5-19	Eksperimen Hipotesis Untuk Simulasi.....	133
5-20	Urutan-Urutan Profil Untuk Eksperimen Hipotesis.....	133
5-21	Model Δ -K : Waktu Diskret.....	135
5-22	Penggandaan Korelasi Untuk Waktu kedatangan (a) $\alpha(d)$ (b) $\beta(d)$	137
5-23	Distribusi Jumlah Lintasan; Area B, Kanal 2 1280 MHz.....	140
5-24	Probability of Occupancy Suatu Lintasan.....	143
5-25	Dua Sampel Berurutan Pada Kanal Impulse Response.....	149
5-26	Dua Urutan Waktu Kedatangan N_1, N_2, N_3	150
5-27	Distribusi Kuat-lintasan; Area B, 1280 MHz.....	152
5-28	Bentuk Fungsional Dari $\sigma_{(d/\lambda)}$	157
5-29	Fungsi Korelasi Fasa.....	158
5-30	Fungsi Kerapatan Probabilitas Dari Fasa.....	159
5-31	Sistem Pengukuran Selubung Statistik.....	162
5-32	Selubugn Sinyal Dari Generator Fading Rayleigh ($\hat{f}_D = 160$ Hz).....	164
5-33	Polar Plot Pada In-Phase Dan Quadrature Sumber Noise.....	165
5-34	Generator Fading Rayleigh.....	165
5-35	Distribusi LCR Dari Selubung Sinyal ($\hat{f}_D = 27, 320, 1800$ Hz).....	167

5-36 Kurva Distribusi Rayleigh Dari Selubung Simulasi
 ($\hat{f}_D = 27, 320, 1800 \text{ Hz}$).....168

DAFTAR TABEL

TABEL	HAL
Tabel 1 Redaman Di Ruang Bebas.....	41
Tabel 2 Perbandingan Model-Model Kanal.....	105



B A B I

P E N D A H U L U A N

1.1. LATAR BELAKANG

Komunikasi Radio Mobil didaerah perkotaan pada umumnya melibatkan suatu stasiun dasar yang tetap, dengan antena yang diletakkan pada tempat yang tinggi, dan sejumlah unit bergerak yang bergerak disepanjang jalan secara acak. Banyak faktor yang dapat mengganggu komunikasi radio mobil yang membuat komunikasi menjadi buruk dan sulit. Misalnya letak antena yang hampir selalu lebih rendah bila dibandingkan dengan bangunan disekitarnya, juga interferensi yang ditimbulkan oleh sistem pengapian dalam mesin kendaraan. Tetapi didaerah yang terdiri dari banyak gedung-gedung tinggi, khususnya pada frekwensi operasi yang tinggi, gangguan yang paling utama adanya fenomena lintasan ganda (multipath fading)

Lintasan ganda terjadi karena adanya pemantulan, pembiasan dan hamburan yang dialami oleh gelombang radio oleh gedung-gedung dan bermacam-macam halangan buatan manusia, sehingga sinyal yang ditransmisikan sebagian besar akan mencapai pemancar lebih dari satu lintasan. Komponen-komponen yang datang dari lintasan langsung (line of sight), kalau ada, dan yang datang dari lintasan tak langsung berkombinasi menghasilkan sinyal transmisi yang terdistorsi. Pada

transmisi pita sempit (narrow band) propagasi lintasan ganda menyebabkan fluktuasi yang cepat dan tajam pada amplitudo dan fase sinyal. Pada transmisi pita lebar (wide band) pengaruh propagasi lintasan ganda menghasilkan sederetan pulsa transmisi yang diperlambat dan diredam berulang-ulang.

Karena propagasi lintasan ganda pada kanal radio mobil membatasi penampakan (performance) sistem komunikasi, maka perlu didapatkan data / informasi yang akurat tentang sifat-sifat kanal (kelakuan kanal) sehingga keterbatasan penampakan ini diperbaiki semaksimal mungkin. Bila sifat-sifat propagasi lintasan ganda telah diketahui dengan baik, pemancar dan penerima dapat dirancang sedemikian rupa sehingga 'match' terhadap kanal dan pengaruh dari gangguan-gangguan diatas dapat dikurangi.

Telah banyak penelitian yang dilakukan oleh para ahli telekomunikasi untuk mengenal sifat-sifat kanal radio mobil. Dari pengukuran yang telah dilakukan., sebagian besar mendapatkan bahwa distribusi fading adalah rayleigh untuk daerah dengan diameter geografis kurang dari beberapa ratus kali panjang gelombang dan berdistribusi Log-Normal untuk daerah geografis yang lebih luas.

1. 2. PERMASALAHAN

Akhir-akhir ini sistim komunikasi Radio Mobil pada umumnya dirancang pada UHF band. Gelombang radio pada band ini merambat secara "Line of sight" dan sangat dipengaruhi

oleh kondisi sekeliling lintasan perambatan. Karena itu radio mobil disamping mengalami rugi-rugi redaman lintasan propagasi juga rugi-rugi yang disebabkan adanya lintasan ganda (multipath) yang dikenal dengan fading.

Karakterisasi kanal radio mobil dapat dilakukan dengan menyatakannya oleh sebuah filter linier yang berubah terhadap waktu. Sinyal yang diterima oleh antenna mengalami redaman, perlambatan dan pergeseran fasa. Bila sinyal yang dikirim berbentuk :

$$s(t) = A_0 \cos \omega_0 t \quad (1 - 1)$$

maka sinyal yang diterima berbentuk :

$$r(t) = \sum_{i=0}^{\infty} A_i [\cos \omega_0 \{ (t - \tau_i) + \phi_i \}] \quad (1 - 2)$$

dimana : $A_0 = 1$

Dengan demikian, maka kanal radio mobil dapat dijelaskan oleh 3 parameter yaitu A , τ dan ϕ .

Pada kenyataannya kelakuan kanal radio mobil adalah acak, sehingga ketiga parameter kanal tersebut diatas bersifat acak. Demikian pula fungsi sistim (system Function) yang dapat menjelaskan filter menjadi proses yang acak. Dengan demikian fungsi-fungsi sistim seperti impulse function menjadi proses stokastik yang tidak bisa didekati dengan pendekatan yang pasti (Determination).

Suatu penjelasan yang sangat teliti dari kanal radio mobil memerlukan pengetahuan tentang fungsi kerapatan probabilitas bersama berdimensi banyak untuk setiap peubah

acak dari kanal tersebut. Metode ini kelihatannya sangat mutlak diperlukan untuk mendapatkan keadaan fisik dari kanal radio mobil tersebut, namun dalam praktek hal ini sangatlah sukar diwujudkan. Untuk itu ketiga parameter dapat dianggap berdiri sendiri.

Pada tugas akhir ini akan dibahas tentang karakteristik kanal radio mobil tersebut diatas serta model yang banyak digunakan untuk sedekat mungkin dapat menyamai fenomena yang sebenarnya terjadi.

13. PEMBATASAN MASALAH

Dalam studi kita, kita membatasi pada perhubungan radio mobil tanah antara base stasiun yang tetap dan alat penerima mobil (yang selanjutnya disebut "mobil") yang berpindah tempat dengan cara tidak pasti dalam tempat-tempat dikota.

14. METODOLOGI

Dalam Tugas Akhir ini pembahasan yang dilakukan lebih bersifat studi literatur dari sumber-sumber yang berupa buku-buku, laporan maupun jurnal-jurnal khususnya dari IEEEI

15. SISTEMATIKA PEMBAHASAN

Agar lebih mudah membahasnya, Tugas Akhir ini dibagi menjadi beberapa bab. Adapun susunannya sebagai berikut :

BAB I : PENDAHULUAN

BAB II	: TEORI PENUNJANG
BAB III	: KARAKTERISTIK KANAL RADIO MOBIL PITA SEMPIT
BAB IV	: KARAKTERISTIK KANAL RADIO MOBIL PITA LEBAR
BAB V	: PENERAPAN MODEL KANAL RADIO MOBIL
BAB VI	: KESIMPULAN

16. RELEVANSI

Dari pembuatan Tugas Akhir ini, diharapkan agar memberikan wawasan dan arah dalam menentukan metode pengukuran kanal radio mobil yang optimal dan efektif serta efisien, sehingga dapat direncanakan sistem yang andal dan ekonomis.

BAB II

TEORI PENUNJANG

2.1 GAMBARAN TENTANG KOMUNIKASI RADIO MOBIL

Komunikasi radio mobil, merupakan link komunikasi radio antara terminal yang satu atau keduanya bergerak atau berhenti pada lokasi yang tak ditentukan, dan mungkin juga satu adalah terminal tetap seperti base stasiun. Sedangkan mobil ditunjukkan untuk kendaraan yang bergerak. Ketinggian antena base stasiun berkisar antara 30 - 90 meter untuk daerah pinggiran kota (suburban), dan di kota besar diatas 91 meter. Base stasiun biasanya terletak di daerah yang tanpa halangan. Sedangkan mobil unit menggunakan antena dengan ketinggian 3 meter yang melekat padanya.

Untuk mengetahui lebih jelas gambaran komunikasi radio mobil, perlu penggambaran tentang lingkungan komunikasi radio mobil dan sinyal radio mobil.

2.1.1. LINGKUNGAN KOMUNIKASI RADIO MOBIL.

Pembangunan-pembangunan yang dibuat manusia, seperti gedung dan rumah dengan lebar 18 hingga 30 meter dan tingginya 12 hingga 30 meter yang dapat dijumpai pada daerah pinggiran kota (suburban), dan bangunan yang lebih besar, seperti gedung pencakar langit di kota-kota besar (urban).

Mekanisme gelombang propagasi amatlah di pengaruhi oleh panjang gelombang dari frekuensi propagasi. Jika ukuran dari

gedung-gedung dan rumah-rumah lebih besar sama dengan dari banyak panjang gelombang dari frekuensi propagasi, rumah-rumah tersebut akan menjadi penghambur yang nyata, menimbulkan gelombang-gelombang pantul pada frekuensi tersebut. Dapat diasumsikan rumah-rumah dan gedung-gedung tersebut sebagai penghambur alami (natural scatterer) sepanjang ketinggian mobil unit lebih rendah dari gedung-gedung dan rumah-rumah tersebut (non line of sight). Dengan adanya kondisi ini frekuensi yang di atas 30 MHz membentuk medium propagasi lintasan jamak.

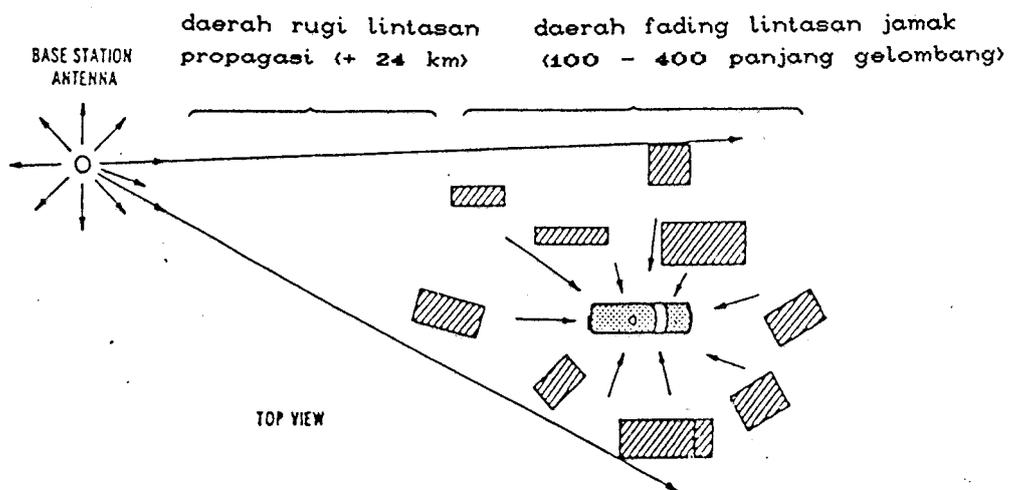
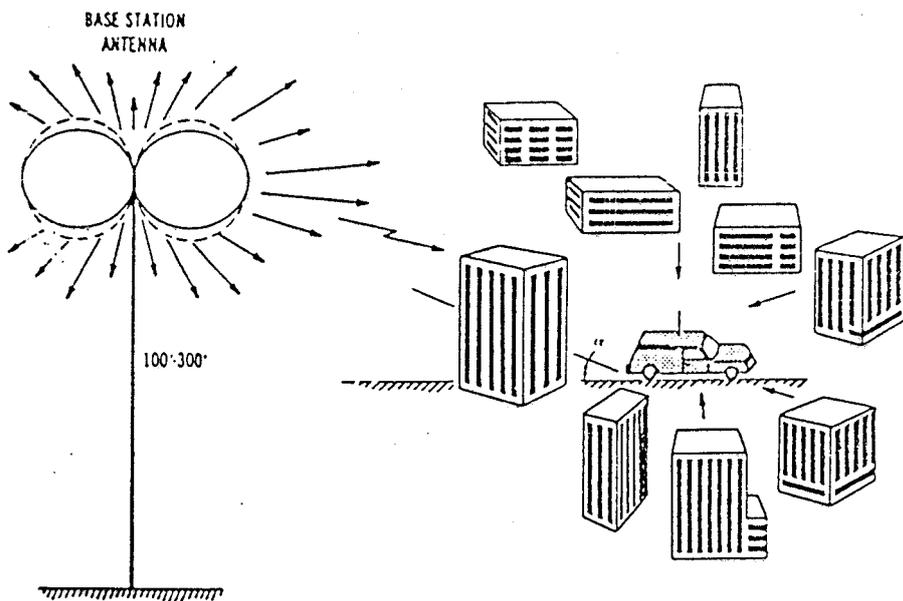
Panjang link dari base stasiun ke mobil unit biasanya lebih kecil dari 24 Km, sehingga tidak ada radio horizon (tidak ada rugi lintasan radio yang diakibatkan oleh lekukan bumi) untuk ditetapkan. Ketika campuran-campuran sinyal yang datang lebih dari 24 Km jauhnya, radio horizon biasanya memperbesar penambahan rugi-rugi lintasan radio, dan interferensi efektif bahkan menjadi lebih lemah. Keadaan alam bumi ini akan membantu mengurangi interferensi dan membuatnya lebih mudah untuk sistem disain menghadapi interferensi jarak jauh. Konfigurasi tanah dan lingkungan yang dibuat manusia dimana link komunikasi antara base stasiun dan mobil unit berada, menentukan keseluruhan rugi-rugi lintasan propagasi.

Dari gambaran lingkungan komunikasi radio mobil ini, kedudukan mobil unit akan menerima banyak gelombang pantul dan satu gelombang langsung. Gelombang-gelombang pantul yang diterima mobil unit datang dari sudut yang berbeda-beda

seluruhnya berjumlah 360. Lihat gambar 2-1. Sinyal yang diterima dari gelombang langsung relatif lebih kuat.

Sedang pada gambar 2-2 memperlihatkan hubungan radio mobil di daerah perkotaan. Gelombang radio yang datang pada mobil, dapat diuraikan sebagai berikut :

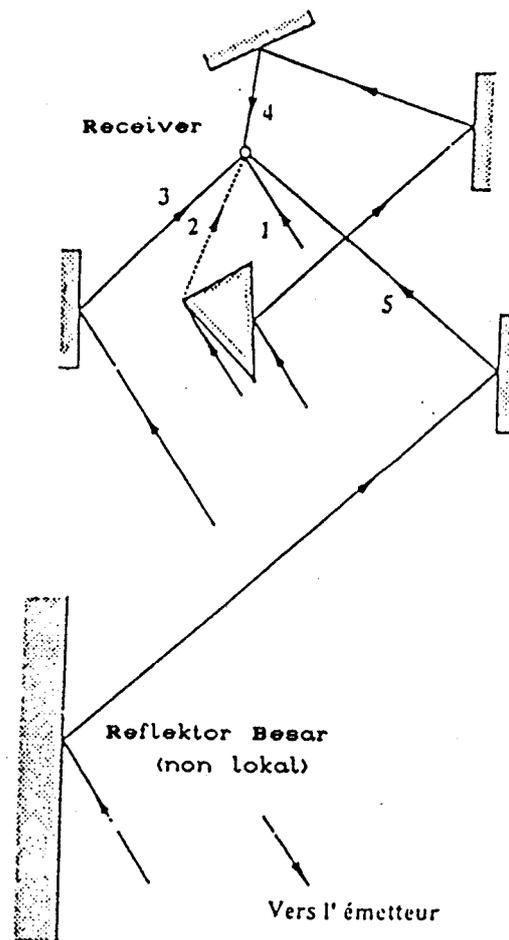
1. langsung
2. penguraian
3. pantulan sederhana karena suatu bangunan dekat mobil
4. pantulan ganda karena bangunan disekitar mobil
5. pantulan ganda yang sebelumnya dialami disebabkan oleh benda padat yang besar (bukit-bukit, konstruksi-konstruksi besar)



GAMBAR 2 - 1¹⁾

GAMBARAN LINGKUNGAN KOMUNIKASI RADIO MOBIL

¹⁾ William C. Y. Lee, "Mobile Communications Design Fundamental", 1986, Hal 4

GAMBAR 2 - 2²⁾

LINTASAN PROPAGASI RADIO MOBIL YANG MUNGKIN TERJADI DALAM KOTA

Pada umumnya antena mobil terdapat pada ketinggian yang jauh lebih rendah daripada ketinggian bangunan-bangunan. Akibatnya, kemungkinan adanya lintasan langsung antara pengirim dan mobil seringkali lemah. Maka, penyebaran antara base stasiun dan mobil terjadi dengan lintasan ganda sesuai dengan pantulan atau penguraian-penguraian yang disebabkan

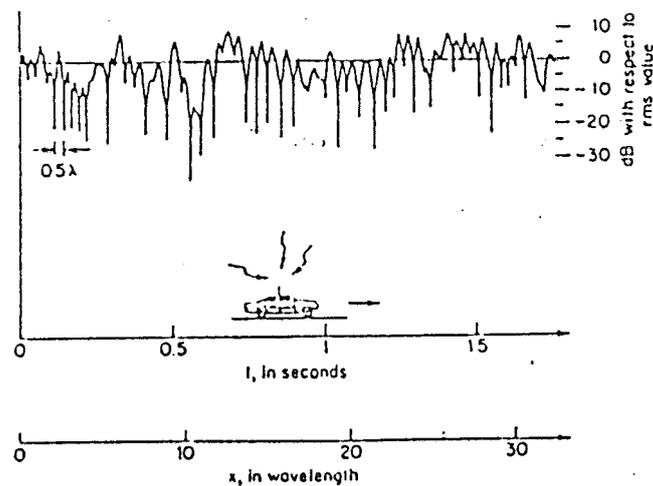
2) Mochamad Salehudin, "Modelisation Statistique Du Canal Radiomobile Large Bande A 910 MHz En Site Urbain", 1989, Hal 2.

oleh bangunan-bangunan disekitar. Seluruh gelombang pantul yang diterima oleh mobil unit diamati dalam sinyal fading lintasan jamak.

2.1.2. SINYAL RADIO MOBIL

Sinyal radio mobil, diterima mobil unit dalam keadaan bergerak. Dalam situasi ini kuat sinyal (sinyal fading) dari sinyal terima berhubungan dengan waktu t dan juga jarak x . Salah satu yang mudah diperoleh dari sinyal transmitter pada lintasan propagasi radio mobil yaitu variasi dari selubung sinyalnya ketika posisi dari mobil unit sedang bergerak. Informasi ini dapat disajikan dalam bentuk rekaman waktu dari level sinyal dengan pergerakan mobil, dengan perbandingan 1:1, antara pengukuran jarak pada rekaman dengan jarak lintasan di jalan raya.

Pada gambar 2-3, menunjukkan mobil unit yang bergerak dengan kecepatan 15 mi/h. Perubahan amplitudo sinyal sebesar 40 dB dapat menghasilkan fading, dengan null muncul sekitar setengah panjang gelombang. Keadaan demikian akan menurunkan sinyal dan menghasilkan kualitas sinyal informasi yang lebih jelek.



GAMBAR 2 - 3³⁾
 SINYAL FADING YANG DITERIMA JIKA
 MOBIL UNIT BERGERAK

2.1.3. KLASIFIKASI KARAKTERISTIK KANAL RADIO MOBIL

Dari penjelasan lingkungan komunikasi radio mobil dapat diketahui bahwa, lintasan jamak terjadi karena adanya pemantulan, pembiasan dan penghamburan yang dialami oleh gelombang radio disebabkan oleh gedung-gedung dan bermacam-macam halangan yang dibuat manusia, sehingga sinyal yang ditransmisikan sebagian besar akan mencapai mobil unit lebih dari satu lintasan. Komponen-komponen yang datang dari lintasan langsung (line of sight), ataupun yang datang dari

³⁾ William C. Y. Lee, "Mobile Communications Engineering", Mc. Gray-Hill, New York, 1982, Hal 46.

lintasan tak langsung berkombinasi menghasilkan sinyal transmisi yang terdistorsi. Untuk mengenal karakteristik kanal radio mobil perlu mengetahui sinyal transmisi pada lintasan propagasi radio mobil.

2.1.3.1. Sinyal Propagasi Pita Sempit (Narrow Band)

Sinyal transmisi pita lebar sering digunakan dalam lingkungan komunikasi radio mobil. Ada banyak keuntungan dalam penggunaan sinyal transmisi pita lebar, yaitu :

- mengurangi fading
- menghindari jamming (karena energi transmisi yang menyebar pada pita lebar, sehingga jamming menjadi tidak efektif)

Untuk mengetahui karakteristik dari pita lebar, harus diperoleh dari sinyal pita sempit (narrowband signal).

Jika daya transmisi P_t , maka daya kerapatan transmisi U_t adalah :⁴⁾

$$U_t = \frac{P_t}{4\pi r^2} \quad (2 - 1)$$

Pada penerimaan akhir, sinyal datang setelah melewati lingkungan komunikasi radio mobil, maka daya yang diterima dapat dinyatakan sebagai :

$$P_r = U_t \cdot C(d, f) A_e(f) \quad (2 - 2)$$

dimana :

$C(d, f)$ adalah media karakteristik

⁴⁾ William C. Y. Lee, Op. cit, Hal 273.

$A_e(f)$ adalah permukaan efektif dari antena penerima pada penerimaan akhir dan dapat dinyatakan sebagai :

$$A_e(f) = \frac{c^2 G}{4\pi f^2} \quad (2 - 3)$$

dimana : c = kecepatan cahaya ($3 \cdot 10^8$ m/dt)

G = gain dari antena penerima

Kemudian dari persamaan (2- 1) dan persamaan (2- 3) disubstitusikan kedalam persamaan (2- 2) menjadi :

$$P_r = \frac{P_t}{4\pi r^2} C(d, f) \frac{c^2 G}{4\pi f^2} \quad (2 - 4)$$

Daya penerima P_r pada persamaan (2-) dapat diketahui dari data eksperimen sebagai

$$P_r \approx \frac{1}{r^4} \frac{1}{f^3} \quad (2 - 5)$$

Membandingkan persamaan (2-5) dengan persamaan (2-4), media karakteristik didapat :

$$C(d, f) \approx \frac{1}{r^2 f}$$

atau

$$C(d, f) = \frac{k}{r^2 f} \quad (2 - 6)$$

dimana : k adalah konstanta. Persamaan (2-4) dapat ditulis sebagai :

$$P_r = \frac{kc^2 GP_t}{(4\pi r^2)^2} \frac{1}{f^3} \quad (2 - 7)$$

Media karakteristik $C(d, f)$ dapat diketahui dengan ditunjukkan pada persamaan (2-6), sehingga rugi-rugi lintasan propagasi pita lebar dapat diperoleh.

2.1.3.2. Rugi-Rugi Lintasan Propagasi Pita Lebar

Daya transmisi P_t dalam satuan watt digunakan untuk mengirim sinyal pita lebar dengan bandwidth B dalam satuan Hz sepanjang lintasan radio mobil. Spektrum daya dari tiap-tiap komponen frekuensi sinyal pita lebar adalah $S_t(f)$. Hubungan antara $S_t(f)$ dan P_t adalah :⁵⁾

$$P_t = \int_{f_0 - \frac{B}{2}}^{f_0 + \frac{B}{2}} S_t(f) df \quad (2 - 8)$$

poynting vektor (kerapatan daya transmisi) pada akhir transmisi adalah :⁶⁾

$$U_t = \frac{P_t}{4\pi r^2} = \frac{\int_{f_0 - \frac{B}{2}}^{f_0 + \frac{B}{2}} S_t(f) df}{4\pi r^2} \quad (2 - 9)$$

Pada penerimaan akhir, daya yang diterima pada sinyal pita lebar setelah melewati lingkungan radio mobil dapat diketahui dari persamaan (2-2) yaitu :

⁵⁾ Ibid, hal 273

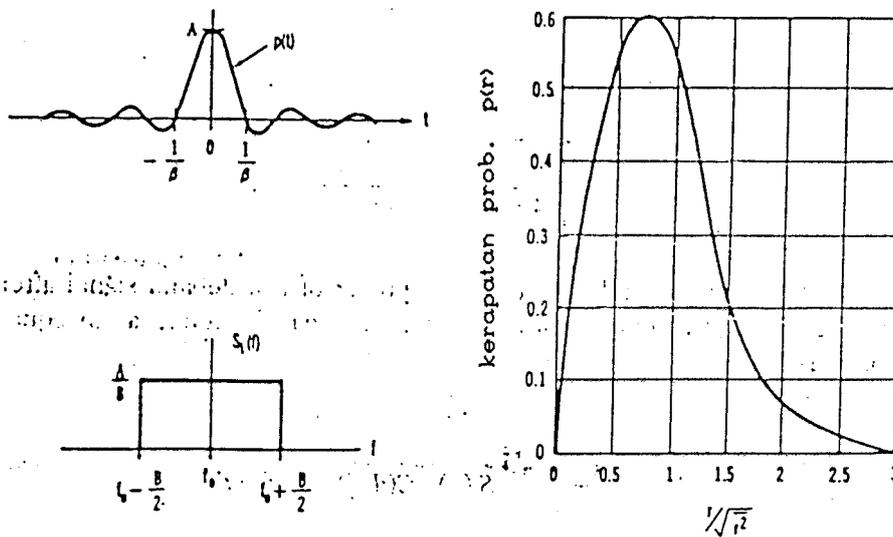
⁶⁾ Ibid, hal 274

$$P_r = \frac{1}{4\pi r^2} \int_{f_0 - \frac{B}{2}}^{f_0 + \frac{B}{2}} S_t(f) \cdot C(d, f) \cdot A_0(f) \cdot df \quad (2 - 10)$$

Substitusi persamaan (2-3) dan persamaan (2-6) kedalam persamaan (2-10) diperoleh :

$$P_r = \frac{1}{4\pi r^2} \int_{f_0 - \frac{B}{2}}^{f_0 + \frac{B}{2}} S_t(f) \frac{k}{r^2 f} \frac{c^2 G}{4\pi f^2} df$$

$$= \frac{kc^2 G}{(4\pi r^2)^2} \int_{f_0 - \frac{B}{2}}^{f_0 + \frac{B}{2}} S_t(f) \frac{1}{f^3} df \quad (2 - 11)$$



GAMBAR 2 - 4⁷⁾

PULSA SINC DAN BATAS SPEKTRUM PITANYA

⁷⁾ Ibid, hal 276

Persamaan (2-11) dapat diselesaikan, jika $S_t(f)$ diketahui.

Untuk penyederhanaan, maka :

$$S_t(f) = \text{konstan yaitu; } f_0 - \frac{B}{2} \leq f \leq f_0 + \frac{B}{2} \quad (2 - 12)$$

Kondisi ini dapat dinyatakan dengan merancang bentuk gelombang dari pulsa yang dikirim sebagai sinc pulsa yaitu :

$$p(t) = A \text{ sinc}(t.B) \quad (2 - 13)$$

maka

$$S_t(f) = \frac{A}{B} \quad f_0 - \frac{B}{2} \leq f \leq f_0 + \frac{B}{2} \quad (2 - 14)$$

dimana A adalah amplitudo pulsa dan B total bandwidth. Persamaan (2-13) dan persamaan (2-14) ditunjukkan dalam gambar 2-4. Substitusi persamaan (2-14) kedalam persamaan (2-11) diperoleh daya yang diterima pada sinyal pita lebar sebagai :

$$P_r = \frac{kc^2 GA}{(4\pi r^2)^2 B} \int_{f_0 - \frac{B}{2}}^{f_0 + \frac{B}{2}} \frac{1}{f^3} df$$

$$P_r = \frac{kc^2 GA}{(4\pi r^2)^2 B} \frac{1}{2} \left[\frac{1}{\left(f_0 - \frac{B}{2}\right)^2} - \frac{1}{\left(f_0 + \frac{B}{2}\right)^2} \right]$$

$$= K \frac{f_0}{\left[f_0^2 - \left(\frac{B}{2}\right)^2 \right]^2}$$

$$= K \frac{1}{f_o^3 \left[1 - \left(\frac{B}{2f_o} \right)^2 \right]^2} \quad \dots(2 - 15)$$

dimana :

$$K = \frac{kc^2 GA}{(4\pi r^2)^2} \quad (2 - 16)$$

Jika bandwidth B mendekati nol, maka persamaan (2-15) menjadi :

$$P_r = K \frac{1}{f_o^3} \quad (2 - 17)$$

yang dapat dibuktikan pada persamaan (2-7). Persamaan (2-15) di plot dalam gambar 2-5. Daya yang diterima merupakan fungsi dari frekuensi carrier dan bandwidth. Pada prinsipnya bandwidth yang lebih lebar, daya yang diterima lebih besar. Jika bandwidth B setengah dari frekuensi carrier, yaitu :

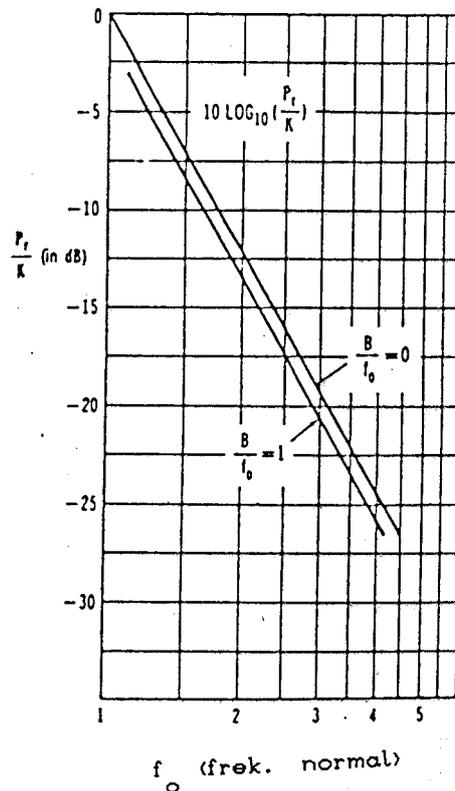
$$B = f_o/2$$

disubstitusikan ke persamaan (2-15) menjadi :

$$P_r = K \frac{f_o}{\left[f_o^2 - \left(\frac{f_o}{4} \right)^2 \right]^2} = \frac{K}{\frac{15}{16} f_o^3} \quad (2 - 18)$$

Persamaan (2-18) menunjukkan bahwa daya yang diterima pada sinyal pita lebar dengan $B = f_o/2$, dimana hanya 0,28 lebih tinggi daripada daya yang diterima pada sinyal pita sempit. Jika bandwidth dengan lebar $B = f_o$, maka persamaan (2-15) menjadi :

$$P_r = \frac{K}{\frac{9}{16} f_o^3}$$



GAMBAR 2 - 5⁸⁾

RUGI LINTASAN YANG DIPENGARUHI BANDWIDTH PITA LEBAR

yaitu hanya 0,25 dB lebih tinggi dari pada daya yang diterima pada sinyal pita sempit. Oleh karenanya rugi-rugi lintasan propagasi pada pita lebar dapat diperkirakan aturan rugi-rugi lintasan propagasi dari gelombang sinyal pita sempit dalam

⁸⁾ Ibid, hal 277

lingkungan radio mobil.

2.2. METODA STATISTIK KARAKTERISTIK KANAL RADIO MOBIL

Metoda statistik yang sering digunakan dalam pembahasan kanal radio mobil adalah : nilai rata - rata, fungsi kerapatan probabilitas, distribusi probabilitas kumulatif, dan fungsi autokorelasi.

2.2.1. RATA-RATA (MEAN) DAN STANDAR DEVIASI

NILAI RATA-RATA

Ada empat macam definisi tentang nilai rata - rata yang sering di gunakan dalam komunikasi mobil yaitu :

2.2.1.1. Rata-Rata Sampel (\bar{x})

Rata-rata sampel adalah nilai rata-rata yang merupakan hasil bagi dari jumlah seluruh besaran dengan jumlah percobaan. Secara matematik nilai rata - rata ini di tuliskan sebagai berikut :⁹⁾

$$\bar{x} = \frac{\sum_{i=1}^N X_i}{N} \quad (2 - 19)$$

dimana : X_i = variabel random

N = jumlah percobaan/ sampel

2.2.1.2. Rata-Rata Statistik

Rata - rata statistik adalah nilai rata-rata dari besaran x_i untuk sejumlah percobaan / sampel yang jumlahnya

⁹⁾ Ibid, hal 29

banyak, secara matematik dituliskan sebagai berikut :

$$E [x] = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{\sum_{i=1}^N x_i}{N} \quad (2 - 20)$$

dengan menggabungkan persamaan (2-19) dengan (2-20) kita dapatkan toleransi kesalahan sebagai berikut :

$$(E(x) - \bar{x})^2 < \delta \quad (2 - 21)$$

dimana : δ adalah toleransi kesalahan.

2.2.1.3. Biased Time Average $\bar{x}(t)$

Biased time average adalah nilai rata-rata untuk perubah kontinyu $x(t)$ dalam kawasan waktu T yang terhingga, dapat dituliskan :¹⁰⁾

$$\bar{x}(t) = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt \quad (2 - 22)$$

dimana $x(t)$ adalah besaran statistik sebagai fungsi waktu.

2.2.1.4. Unbiased Time Average $\langle x(t) \rangle$

Unbiased time average adalah nilai rata-rata untuk perubah kontinyu $x(t)$ dalam kawasan waktu yang sangat panjang, dituliskan sebagai :¹¹⁾

$$\langle x(t) \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt \quad (2 - 23)$$

Analisa dengan sinyal radio mobil sebagai perubah acak, nilai

¹⁰⁾ Ibid, hal 25

¹¹⁾ Ibid, hal 25

rata-rata statistik pada persamaan (2-20) identik dengan nilai unbiased time average pada persamaan (2-23). Proses yang memenuhi ekivalensi di atas dinamakan ergodic proses, secara matematis dapat dituliskan sebagai :

$$E [x(t)] = \langle x(t) \rangle$$

$$E [x^2(t)] = \langle x^2(t) \rangle$$

$$E [x^n(t)] = \langle x^n(t) \rangle$$

2.2.2 FUNGSI KERAPATAN PROBABILITAS

Fungsi probabilitas kerapatan (pdf - probability density function) didefinisikan sebagai turunan terhadap x dari fungsi kumulatif atau cpd.

Notasi fungsi probabilitas kerapatan (pdf) adalah sebagai berikut :¹²⁾

$$p(y) = \left[\frac{20 \log_{10} e}{y} \right] p(x) \quad (2 - 24)$$

dimana : $p(y)$ = pdf dari y dalam skala linier

$p(x)$ = pdf dari x dalam skala desibel

2.2.3. DISTRIBUSI PROBABILITAS KUMULATIF

Untuk peubah acak x yang mempunyai nilai spesifik X , distribusi probabilitas kumulatif (cpd - cumulative probability distribution) didefinisikan sebagai probabilitas dari perubah tersebut untuk dapat bernilai sama atau lebih daripada X .

¹²⁾ Ibid, hal 26

Bentuk matematis CPD adalah sebagai berikut :

$$F(x) = \text{prob} (x \leq X) = P (x \leq X) \quad (2 - 25)$$

$F(x)$ disebut sebagai fungsi distribusi probabilitas dari x .

Distribusi probabilitas kumulatif ini sering digunakan pada alur distribusi yang kontinyu. Pada pengukuran kuat medan signal penerimaan dalam sistem komunikasi mobil, data kuat medan disusun berdistribusi untuk berbagai interval nilai secara kumulatif. Kemudian bentuk kurva yang diperoleh didekati dengan fungsi distribusi yang mendekati kurva tersebut, sehingga analisa selanjutnya terhadap kuat medan pada stasiun penerima mobil tersebut dilakukan dengan menggunakan sifat-sifat distribusi tersebut.

2.2.4. FUNGSI KERAPATAN PROBABILITAS STANDAR

2.2.4.1. Distribusi Uniform

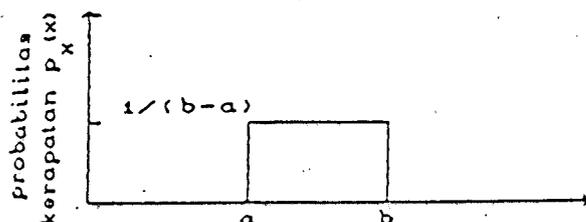
Suatu besaran x dikatakan memiliki distribusi uniform pada interval (a,b) adalah jika besaran tersebut akan muncul pada interval tersebut dengan probabilitas yang sama. Bentuk kurva distribusi uniform dapat dilihat pada gambar 2-6.

Fungsi kerapatan probabilitasnya (pdf) dapat dinyatakan

sebagai berikut :¹³⁾

$$P_x(x) = \begin{cases} \frac{1}{b-a} & ; a \leq x \leq b \\ 0 & ; x \text{ ditempat lain} \end{cases} \quad (2 - 26)$$

Maksud dari gambar dibawah adalah menjelaskan bahwa fungsi kerapatan probabilitasnya bernilai tetap pada interval (a,b) yang berarti kemungkinan nilai besaran itu akan sama dan berada pada interval tersebut.



GAMBAR 2 - 6

KURVA DISTRIBUSI UNIFORM

2.2.4.2. Distribusi Normal (Gaussian)

Fungsi kerapatan probabilitas (pdf) untuk perubah acak yang terdistribusi gaussian (normal) adalah sebagai berikut :¹⁴⁾

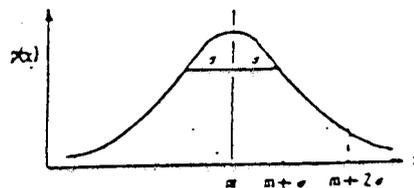
$$P_x(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp \left[-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2} \right] \quad (2 - 27)$$

Kurva yang menggambarkan bentuk distribusi normal ada pada

¹³⁾ K.S. Shanmugan, "Digital and Analog Communication System", John Wiley & Sons, 1979, hal 80

¹⁴⁾ Ibid, hal 81

gambar 2-7. Dari bentuk kurva jelas terlihat bahwa kemungkinan nilai besaran berada pada suatu interval, semakin besar apabila interval berada disekitar nilai tengah dari yang bersangkutan.



GAMBAR 2 - 7¹⁵⁾

KURVA DISTRIBUSI NORMAL

Dalam distribusi normal nilai rata-rata (mean), nilai yang paling sering muncul (modus), dan nilai tengah (median) berada pada suatu titik, yaitu pada garis simetris dari kurva distribusi normal.

Mean didefinisikan sebagai :

$$m = \int_{-\infty}^{\infty} x P_x(x) dx = E[x] \quad (2 - 28)$$

batas integrasi dari $-\infty$ sampai ∞ , hal ini untuk menghitung nilai rata-rata dari keseluruhan sampel yang ada (muncul).

deviasi standar didefinisikan sebagai :

$$\sigma = \sqrt{E[x^2] - m^2} \quad (2 - 29)$$

dimana : $E[x^2] = \int x^2 P_x(x) dx$, yaitu mean kuadrat.

Deviasi standar σ menyatakan penyebaran disekitar mean m (sampai terjadi perubahan kurva). Semakin besar nilai σ

¹⁵⁾ William C. Y. Lee, op cit, hal 29

semakin lebar pula penyebarannya, maksudnya kemungkinan munculnya harga tersebut dalam interval sangatlah besar. Namun sebaliknya jika nilai σ kecil, kemungkinan harga yang dimaksud terpusat pada m . Lihat gambar 2-7.

Semua kurva normal mempunyai sifat bahwa luasan kurva yang bersebelahan satu deviasi standar dari m (luasan dalam interval $m \pm \sigma$) mengandung 68,3 % luas total kurva, luasan dalam interval $(m \pm 2\sigma)$ mengandung 95,5 % luas total kurva dan luasan dalam interval $(m \pm 3\sigma)$ mengandung 99,7 % luas total kurva. Jadi nilai σ dapat ditentukan dengan cara mengambil 68,3 % dari luas total kurva disekitar mean.

Fungsi kerapatan probabilitas (pdf) dari bentuk kurva normal standar adalah :¹⁶⁾

$$P_x(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma} \exp \left[-\frac{x^2}{2\sigma^2} \right] \quad (2 - 30)$$

Untuk luas kurva pada interval $(-k\sigma, +k\sigma)$ adalah :

$$P(-k\sigma \leq x \leq +k\sigma) = \int_{-k\sigma}^{+k\sigma} \frac{e^{-x^2/2\sigma^2}}{\sqrt{2\pi} \sigma} dx \quad (2 - 31)$$

dengan menggunakan tabel error function (erf x) didapat :

$$P(-k\sigma \leq x \leq +k\sigma) = \text{erf} \left[\frac{k}{\sqrt{2}} \right] \quad (2 - 32)$$

Untuk luas normal tidak standar diperoleh :

¹⁶⁾ K. S. Shanmugan, op cit, hal 81

$$P(m-k\sigma \leq x \leq m+k\sigma) = \operatorname{erf} \left(\frac{k}{\sqrt{2}} \right) \quad (2 - 33)$$

Dalam kenyataan secara praktis, yang diperoleh terlebih dahulu adalah bentuk kurva probabilitas kerapatan (pdf) dari suatu besaran yang merupakan turunan pertama terhadap besaran dari fungsi distribusi kumulatifnya (cpd). Seperti pada peninjauan sinyal penerimaan dalam komunikasi radio mobil, kuat medan yang diperoleh dari percobaan dibentuk menjadi kurva distribusi secara kumulatif, kemudian ditentukan pula kurva probabilitas kerapatannya. Setelah itu baru didekati dengan menggunakan analisis sifat distribusi yang paling sesuai.

2.2.4.3. Distribusi Rayleigh

Rayleigh pdf sering digunakan pada analisis signal radio mobil untuk mengidentifikasi fading cepat (fast fading), fading short term, dan multipath fading. Fungsi probabilitas kerapatannya adalah :¹⁷⁾

$$P_x(x) = \frac{x}{2\sigma^2} \exp \left(-\frac{x^2}{\sigma^2} \right), \quad x \geq 0 \quad (2 - 34)$$

nilai meannya adalah :

$$m = E[x] = \int_0^\infty x P_x(x) dx = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sigma \quad (2 - 35)$$

nilai rata-rata kuadratnya :

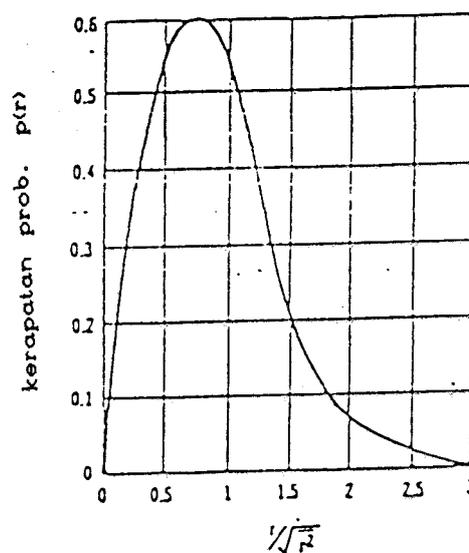
$$E[x^2] = \int_0^\infty x^2 P_x(x) dx = 2\sigma^2 \quad (2 - 36)$$

nilai deviasi standarnya :

¹⁷⁾ William C. Y. Lee, Loc. cit, hal 28

$$\sigma_r = \sqrt{E[x^2] - E^2[x]} = \sqrt{2 - \frac{\pi}{2}} \sigma \quad (2 - 37)$$

dengan σ adalah deviasi standar dari besaran yang terdistribusi normal. Secara matematis dapat dibuktikan bahwa dua besaran yang tidak saling korelasi dan masing-masing terdistribusi normal, maka resultan dari kedua besaran tersebut akan terdistribusi rayleigh. Kurva rayleigh pdf ditunjukkan pada gambar 2-8.



GAMBAR 2 - 8¹⁸⁾

KURVA DISTRIBUSI RAYLEIGH

Dari gambar 2-8 terlihat bahwa nilai maksimum $P_x(x)$ tidak terletak pada nilai m , tetapi agak bergeser di sebelah kirinya. Dengan mendistribusikan persamaan(2-35) ke persamaan

¹⁸⁾ op cit, hal 29

(2-34) diperoleh distribusi rayleigh yang dinyatakan dengan mean m sebagai berikut :

$$P_x(x) = \frac{\pi x}{2m^2} \exp \left[-\frac{\pi x^2}{4m^2} \right] \quad (2 - 38)$$

Besaran σ_r dan mean m diperoleh dengan menggunakan persamaan (2-35) dan (2-37) karena harga σ langsung didapat dari kurva, nilai yang memaksimumkan fungsi.

2.2.4.4. Distribusi Rician

Rician pdf biasanya di gunakan untuk menganalisa gelombang langsung dan gelombang pantulan dari sistem komunikasi mobil. Fungsi probabilitas kerapatannya adalah :¹⁹⁾

$$P(r) = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{r^2}} \left[\frac{r}{2\pi a} \right]^{1/2} \exp \left[-\frac{(r-a)^2}{r^2} \right] \quad (2 - 39)$$

dimana : r = pembawa (envelope) dari signal fading

r^2 = rata-rata dari signal fading

a = amplitudo gelombang langsung

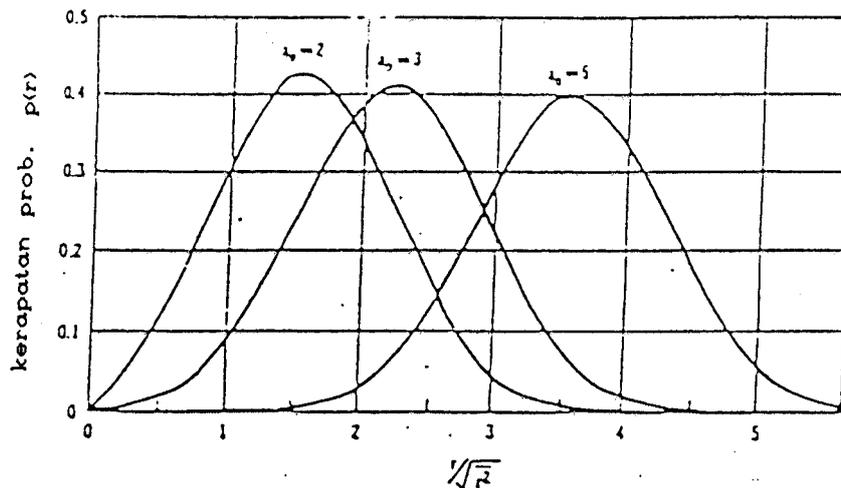
$\sqrt{r^2}$ = harga rms dari r

Adapun kurva distribusi pdfnya pada gambar 2-9.

Dari penjelasan di atas dapat disimpulkan jika harga a besar, maka persamaan (2-39) menjadi distribusi Gaussian (normal). Sedangkan jika komponen gelombang langsung tidak ada, dan nilai a mendekati nol, maka persamaan menjadi

¹⁹⁾ Ibid, hal 90

distribusi rayleigh.



GAMBAR 2 - 9²⁰⁾

KURVA DISTRIBUSI RICIAN

2.2.4.5. Distribusi Log normal

Log normal pdf dipergunakan untuk mengidentifikasi fading lambat atau local mean pada peninjauan signal radio mobil. Fungsi probabilitas kerapatannya (pdf) adalah :²¹⁾

$$P(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_y} \exp \left[-\frac{(y - m)^2}{2\sigma_y^2} \right] \quad (2 - 40)$$

dimana : y = variabel log normal (dB)

m = harga mean (dB)

σ_y = harga standard deviasi (dB)

Pada peninjauan karakteristik fading lambat (long term) dari

²⁰⁾ Ibid, hal 29

²¹⁾ Ibid, hal 26

signal radio mobil, mula-mula kuat medan signal tersebut dikonversikan dalam satuan dB, kemudian dibuat distributif kumulatifnya dan diambil turunan pertamanya terhadap besaran tertentu (y), untuk mendapatkan pdf nya. Setelah itu kurva yang diperoleh menyerupai bentuk normal dan ditinjau dengan menggunakan sifat-sifat fungsi distribusi normal.

2.2.4.6. Distribusi Poisson

Distribusi Poisson digunakan untuk menggambarkan distribusi alami pada pulsa pendek yang tak diharapkan pada waktu sinyal masuk. Pada distribusi Binoimial yang mempunyai persamaan :

$$P_m(n) = \binom{m}{n} p^n q^{m-n} \quad (2 - 41)$$

harga m yang besar dan p yang kecil membuat persamaan tersebut tidak dapat dipecahkan. Jadi, jika hasil dari m dan p tetap terbatas maka persamaan diatas dapat didekati dengan persamaan Distribusi Piosson, yang dinyatakan dengan :

$$p(n) = e^{-\bar{n}} \cdot \frac{(\bar{n})^n}{n!} \quad (2 - 42)$$

dimana :

$$\bar{n} = E(n) = mp \quad \sigma^2 = \bar{n} q \approx \bar{n} \quad (2 - 43)$$

Sebagai contoh, jika ada N random pada interval $(0, T)$, yang mempunyai probabilitas n dan suatu ΔT dengan interval $(0, T)$ yaitu :

$$p(n) = e^{-\mu \Delta T} \frac{(\mu \Delta T)^n}{n!} \quad (2 - 44)$$

dimana : $\mu = \frac{N}{T}$

2.2.4.7. Distribusi Weibull

Jika suatu variabel X yang kontinyu dengan probabilitas untuk $X \leq x$ yaitu :

$$P(X \leq x) = F(x) = \int_{-\infty}^x f(x) dx \quad (2 - 45)$$

untuk $a > 0$, dan $b > 0$ fungsi kerapatan probabilitasnya adalah :

$$f(x) = abx^{b-1} \exp[-ax^b] \quad \text{untuk } x > 0 \quad (2 - 46)$$

$$f(x) = 0 \quad \text{untuk } x < 0$$

Variabel X dikatakan mempunyai Distribusi Weibull

2.2.5 FUNGSI KORELASI

Korelasi ada dua macam yaitu, Autokorelasi dan Crosscorrelation, yang pada umumnya dinyatakan sebagai berikut :

2.2.5.1. Fungsi Autokorelasi

Jika ada dua variabel random yaitu x_1 dan x_2 menjadi proses berturut-turut, $x(t_1)$ dan $x(t_1 + \tau)$, dimana :²²⁾

$$x_1 = x(t_1) \quad (2 - 47)$$

$$x_2 = x(t_2) = x(t_1 + \tau) \quad (2 - 48)$$

Fungsi autokorelasi diperoleh dari ensemble average hasil (product) dari x_1 dan x_2 . Perbedaan antara variabel random x_1 dengan proses random $x(t_1)$ yaitu bahwa variabel random tidak membutuhkan urutan deret bilangan acak

²²⁾ Ibid, hal 36

(randomness), sedang proses random membutuhkannya dalam kawasan waktu. Fungsi autokorelasi diperoleh dari ensemble average dua variabel random x_1 dan x_2 yang dinyatakan sebagai :

$$R_x(t_1, t_1 + \tau) = E[x_1 x_2] = \int dx_1 \int x_1 x_2 P(x_1, x_2) dx_2 \quad (2 - 49)$$

Untuk proses yang tetap (stationary) menjadi :

$$R_x(\tau) = R_x(t_1, t_1 + \tau) \quad (2 - 50)$$

Fungsi autokorelasi diperoleh dari rata-rata waktu hasil dari proses random $x(t_1)$ dan $x(t_1 + \tau)$ dapat dinyatakan sebagai :

$$\bar{R}_x(t_1, t_1 + \tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t_1) x(t_1 + \tau) dt_1 = \langle (t_1) x(t_1 + \tau) \rangle$$

.....(2 - 51)

Untuk proses stationary persamaan diatas menjadi :

$$\bar{R}_x(\tau) = \bar{R}_x(t_1, t_1 + \tau) \quad (2 - 52)$$

Untuk proses ergodik (penerapan medium komunikasi mobil),

$$R_x(\tau) = \bar{R}_x(\tau) \quad (2 - 53)$$

Sinyal radio mobil merupakan proses yang ergodik, maka fungsi autokorelasi yang diperoleh dari ensemble average dan dari rata-rata waktu (time average) mempunyai hasil yang sama. Notasi $R(\tau)$ dapat digunakan untuk kedua time dan ensemble dari hasil (product) $x_1 x_2$. Daya rata-rata dari x_1 dapat diperoleh dari $R(\tau)$ dengan harga $\tau = 0$:

$$E[x^2] = \langle x^2 \rangle = R(0) \quad (2 - 54)$$

dimana, $R(0)$ harga maksimum dari $R(\tau)$:

$$R(0) \geq R(\tau) \quad (2 - 55)$$

Koefisien Autokorelasi

Koefisien autokorelasi diperoleh dari fungsi autokorelasi, dinyatakan sebagai berikut :²⁹⁾

Untuk format analog

$$\rho_x(x) = \frac{R(\tau) - \langle x_1 \rangle^2}{R(0) - \langle x_1 \rangle^2} \quad (2 - 56)$$

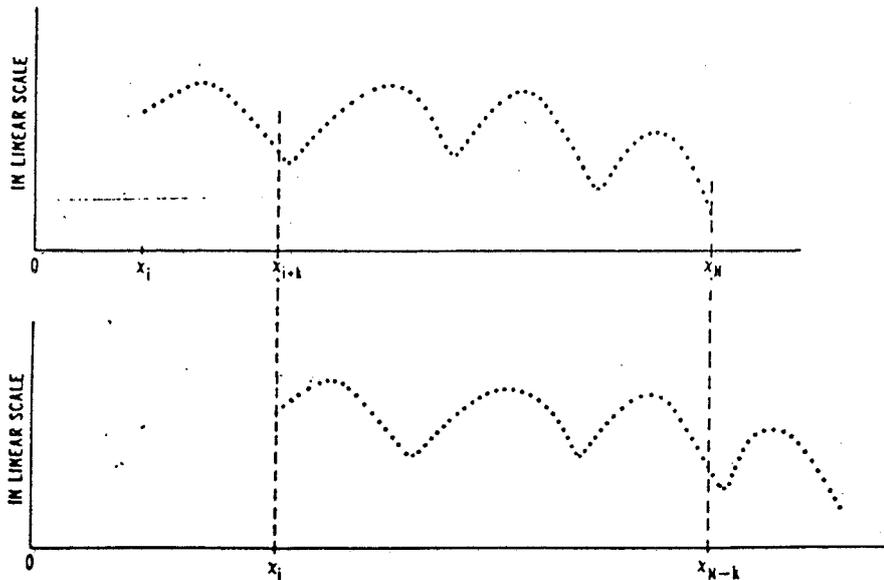
Untuk digital analog

$$\rho_x(k) = \frac{\frac{\sum_{i=k}^{N-k} x_i x_{i+k}}{N-k} - \frac{\left(\sum_{i=k}^N \right)^2}{N^2}}{\frac{\sum_{i=1}^N \frac{x_i^2}{N} - \frac{\left(\sum_{i=1}^N x_i \right)^2}{N^2}}{N^2}} \quad (2 - 57)$$

Sketsa yang diperoleh dari persamaan (2 - 57) diatas dapat ditunjukkan dalam gambar 2-10. Range $|\rho_x(\tau)|$ atau $|\rho_x(k)| \leq 1$. $|\rho_x(\tau)| \rightarrow 0$, untuk $\tau \rightarrow \infty$ sinyal merupakan fungsi non periodik pada sinyal fading yang diterima mobil. Pemisahan waktu dalam proses $\rho_x(\tau)$ sama dengan pemisahan jarak Δd dalam proses $\rho_x(\Delta d)$, jika $\tau = \Delta d/V$, dimana V adalah kecepatan kendaraan. Salah satu aplikasi dari Δd adalah untuk pemisahan antena kendaraan, dan Δd dapat ditentukan berdasarkan pada harga yang dibutuhkan pada $\rho_x(\Delta d)$.

Jika $\rho_x(\Delta d)$ mendekati nol, berarti dua selubung sinyal fading diterima oleh dua antena yang terpisah dengan jarak Δd tak terkorelasi. Pada kondisi ini, gabungan dua sinyal fading menghasilkan sinyal fading yang sangat menurun.

²⁹⁾ Ibid, hal 97



GAMBAR 2 - 10²⁴⁾

KOEFISIEN AUTOKORELASI

2.2.5.2. Fungsi Crosskorelasi dan Koefisien

Jika dua variabel random x dan y dimana :

$$x = x(t_1)$$

$$y = y(t_2) = y(t_1 + \tau)$$

maka fungsi crosskorelasi dapatt dinyatakan sebagai :²⁵⁾

²⁴⁾ Ibid, hal 38

²⁵⁾ Ibid, hal 39

- untuk ensemble average

$$R_{xy}(\tau) = E[x_1 x_2] = \int_{-x}^x dx_1 \int_{-x}^x x_1 y_2 P(x_1, x_2) dy_2 \quad (2 - 58)$$

- untuk time average

$$\bar{R}_{xy}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x_1(t_1) y(t_1 + \tau) dt_1 \quad (2 - 59)$$

Sinyal fading random yang diterima yang diterima mobil unit dalam lingkungan radio mobil adalah proses ergodik, maka :

$$R_{xy}(\tau) = \bar{R}_{xy}(\tau) \quad (2 - 60)$$

sehingga diperoleh hubungan sebagai berikut :

$$|R_{xy}(\tau)| \leq |R_x(0)R_y(0)|^{1/2} \quad (2 - 61)$$

Koefisien crosskorelasi dapat dinyatakan sebagai berikut :

- untuk format analog

$$\rho_{xy}(\tau) = \frac{R_{xy}(\tau) - \langle x \rangle \langle y \rangle}{\sqrt{\langle x^2 \rangle - \langle x \rangle^2} \cdot \sqrt{\langle y^2 \rangle - \langle y \rangle^2}} \quad \dots\dots\dots(2 - 62)$$

- untuk format digital

$$\rho_{xy}(k) = \frac{\sum_{i=k}^{N-k} \frac{x_i y_{i+k}}{N-k} - \left(\sum_{i=1}^N \frac{x_i}{N} \right) \left(\sum_{i=1}^N \frac{y_i}{N} \right)}{\sqrt{\sum_{i=1}^N \frac{x_i^2}{N} - \left(\sum_{i=1}^N \frac{x_i}{N} \right)^2} \sqrt{\sum_{i=1}^N \frac{y_i^2}{N} - \left(\sum_{i=1}^N \frac{y_i}{N} \right)^2}} \quad \dots\dots\dots(2 - 63)$$

Berturut-turut persamaan (2-62) dan persamaan (2- 63) mempunyai pernyataan yang serupa dengan persamaan (2-56) dan persamaan (2-57). Range dari $|\rho_{xy}|$ atau $|\rho_{xy}(k)| \leq 1$. Dua sinyal terukur atau data yang diterima dari dua antena atau

sumber selalu diproses dengan menggunakan koefisien crosskorelasi, $\rho_{xy}(0)$. Jika $\rho_{xy}(0)$ mendekati nol, berarti bahwa dua sinyal tersebut tidak sama pada $\tau = 0$.

BAB III

KARAKTERISTIK KANAL RADIO MOBIL PITA SEMPIT

3.1. RUGI-RUGI LINTASAN PROPAGASI DALAM RUANG BEBAS

Perambatan gelombang yang ideal hanyalah di pengaruhi ruang bebas, namun pada kenyataanya ia juga dipengaruhi faktor lingkungan. Besarnya daya yang diterima suatu antena yang dipisahkan oleh radiasinya diberikan dengan rumus yang sederhana, dimana pada daerah tersebut tidak ada obyek penyerapan atau pemantulan energi. Rumus transmisi ruang bebas berbanding terbalik dengan kuadrat jarak antena pemancar dengan penerima dan diberikan sebagai :

$$P_o = P_t \left[\frac{\lambda}{4\pi d} \right]^2 g_b g_m \quad (3 - 1)$$

dimana :

P_o daya terima,

P_t daya transmisi,

λ panjang gelombang,

g_b power gain dari antena base stasiun

g_m power gain dari antena mobil unit.

Dari rumus diatas daya radiasi yang diterima menurun 6 dB tiap jarak d meningkat dua kali.

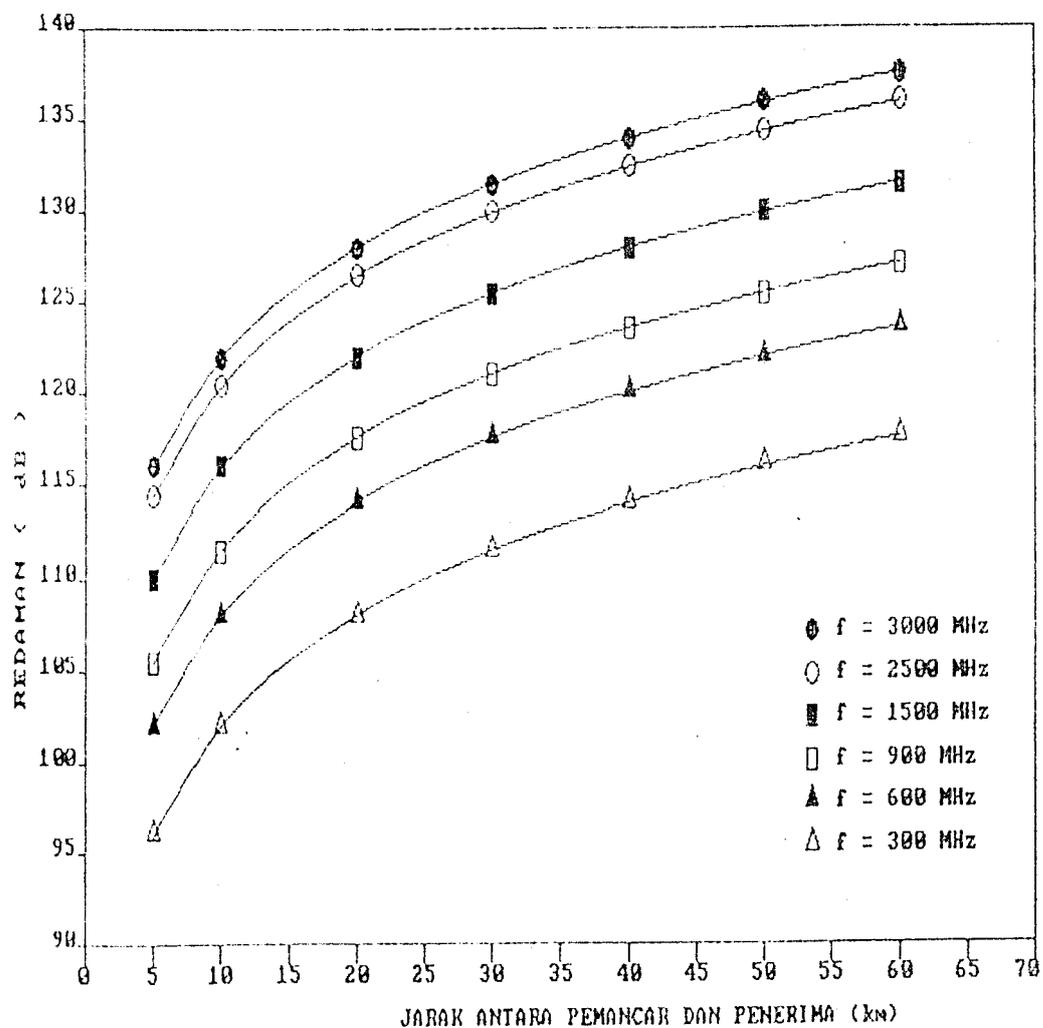
Sedangkan besarnya redaman dalam satuan dB adalah :

$$L_{fs,dB} = 32,44 + 20 \log d + 20 \log f \quad (3 - 2)$$

dimana : d = jarak antar kedua antena (km)

f = frekuensi kerja (MHz)

Dari rumus diatas dapat dilihat bahwa semakin jauh jarak antara base stasiun (antara pemancar dan penerima), serta semakin tinggi frekuensi kerja yang digunakan, maka besarnya redaman karena pangaruh ruang bebas semakin besar. Hal ini dapat dijelaskan dari Tabel 1 dan gambar 3-1.



GAMBAR 3 - 1¹⁾
REDAMAN RUANG BEBAS

1) Endah B. Purnomo, Tugas Akhir, "Model Matematika Link UHF Untuk Menghitung Redaman", Tahun 1987, Hal 31

4. Tujuan Penelitian

Tujuan dari penelitian ini dapat diperinci dalam beberapa bagian sbb :

- (a) Untuk lebih memahami teori ekonomi moneter yang telah diperoleh selama ini, sehingga dapat digunakan sebagai landasan teori yang cukup kuat guna diterapkan dalam studi empiris.
- (b) Mengevaluasi fenomena-fenomena yang ada dalam dunia perbankan saat ini, terutama yang berhubungan dengan kebijaksanaan moneter yang dikeluarkan oleh pemerintah, sehingga memungkinkan diterapkannya suatu model analisa yang relevan.
- (c) Untuk memperoleh gambaran yang lebih jelas mengenai pengaruh kebijaksanaan Pakto 27 terhadap mobilisasi dana jenis tabungan dalam dunia perbankan, khususnya bank swasta nasional dan bank pemerintah di Indonesia.

2) Ibid, hal 32

d (km)	L_{fs} (dB)					
	f=300 MHz	f=600 MHz	f=900 MHz	f=1500 MHz	f=2500 MHz	f=3000 MHz
5	95,96	101,98	105,5	109,94	114,38	115,96
10	101,98	108	111,52	115,96	120,4	121,98
20	108	114,02	117,54	121,98	126,42	128
30	111,52	117,54	121,07	125,5	129,94	131,52
40	114,02	120,04	123,57	128	132,44	134,02
50	115,96	121,98	125,5	129,94	134,38	135,96
60	117,54	123,57	127,09	131,52	135,96	137,54

Keterangan:

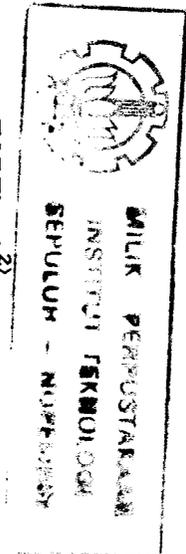
d = jarak antara antena pemancar dan penerima (km)

f = frekuensi (MHz).

L_{fs} = redaman di ruang bebas (dB).

REDAMAN DI RUANG BEBAS

TABEL 1.2)



3.2. STATISTIK DARI SELUBUNG SINYAL

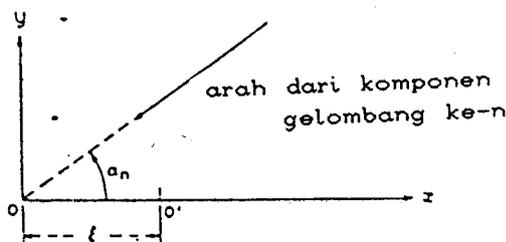
3.2.1. UMUM.

Medan yang terjadi pada antena mobil unit adalah medan hamburan (scattered field) yang tersusun dari sejumlah N random phase gelombang datar. Clark³⁾ mengasumsikan bahwa gelombang datar adalah polarisasi vertikal dengan sudut datang azimuth dan sudut phase r.f. sebagai random dan bersifat statistik yang independen. Kemudian sudut phase r.f. mempunyai fungsi kerapatan probabilitas uniform terdistribusi seluruhnya $0 - 2\pi$ radian. Untuk frekuensi VHF keatas dimana panjang gelombang cukup kecil untuk memastikan bahwa perubahan kecil pada panjang lintasan didalam perubahan yang cukup besar pada phase r.f. Fungsi kerapatan probabilitas $p(\alpha)$ dimana memberikan probabilitas $p(\alpha)d\alpha$ agar komponen gelombang datar akan terjadi dalam sektor azimuth dari α ke $\alpha+d\alpha$ tidak akan ditentukan, karena akan menjadi berbeda untuk lingkungan yang berbeda-beda dan kemungkinan juga berubah-ubah dari daerah ke daerah dalam satu lingkungan. Model statistik seperti ini, berdasarkan pada gelombang

³⁾ Clarke, R.H., 1968, "A Statistical Theory of Mobile Radio Reception", BSTJ, 47, pp 957 - 1000

hamburan memberikan hubungan yang penting untuk menjadi kenyataan yang terbukti pada sinyal terima dalam bentuk orde statistik pertama dan kedua dari selubung sinyal dan untuk meramalkan sifat dasar dari spektrum frekuensi.

Sejumlah N gelombang datar datang dengan amplitudo yang sama. Pada daerah dengan dengan bangunan-bangunan yang besar, komponen hamburan mungkin mengalami redaman lintasan yang sama. Pada situasi tertentu lintasan langsung line-of-sight mungkin memperbesar komponen non random yang tetap (coherent wave), hal ini akan mengubah sifat dasar dari selubung fading dan statistiknya. Untuk itu ditetapkan N equi-amplitude waves.



GAMBAR 3 - 2⁴⁾

KOMPONEN GELOMBANG YANG TERJADI PADA MOBIL TERIMA

Pada gambar 3-2, menunjukkan geometri sudut lintasan untuk ke- n hamburan gelombang datar. Jika sinyal transmisi

⁴⁾ M.F. Ibrahim and Bajva, "Propagation In Urban Areas",
Hal ...

adalah polarisasi vertikal, vektor medan listrik lurus sepanjang sumbu z, komponen medan pada mobil yaitu :

- medan listrik E_z
- komponen medan magnet H_x
- komponen medan magnet H_y

dimana :⁵⁾

$$E_z = E_o \sum_{n=1}^N \exp(j\varphi_n) \quad (3 - 3)$$

$$H_x = \frac{-E_o}{\eta} \sum_{n=1}^N \sin\alpha_n \exp(j\varphi_n) \quad (3 - 4)$$

$$H_y = \frac{E_o}{\eta} \sum_{n=1}^N \cos\alpha_n \exp(j\varphi_n) \quad (3 - 5)$$

Dalam persamaan medan φ_n relatif phase untuk phase carrier, E_o adalah amplitudo real pada N gelombang datar, dan η adalah impedansi gelombang intrinsic. Bagian nyata dan khayal pada tiap-tiap komponen medan memperbesar phase dan komponen quadrature pada medan terima r.f. untuk unmodulated-carrier yang diinginkan pada transmitter (pemancar).

Pada penerapan teori central limit α_n dan φ_n adalah independen, jika E_z , H_x dan H_y varabel random kompleks Gaussian dengan N yang besar.

⁵⁾ ibid

3.2.2. LEVEL CROSSING RATES DAN AVERAGE DURATION OF FADES

Selubung fading langsung mempengaruhi kelakuan penerima AM, hal ini menarik untuk menetapkan suatu "rate" yang memotong selubung dengan memberikan suatu level dan berapa lama selubung tersebut tetap dibawah level itu. Selubung fading Rayleigh biasanya hanya mengalami fading yang dalam yaitu 30 dB yang terjadi kurang dari 0,1 % dalam suatu saat. Untuk level sinyal yang khusus R , level crossing rate $N(R)$ yang memotong dalam arah positif dapat dinyatakan dalam persamaan :

$$N(R) = \int_0^{\infty} \dot{r} \cdot p(R, \dot{r}) d\dot{r} \quad (3 - 6)$$

dimana :

$p(R, \dot{r})$ adalah joint pdf dari R dan \dot{r} , tanda titik menunjukkan turunan dalam waktu.

Joint pdf diperoleh dari persamaan :

$$p(r, \dot{r}) = \frac{r}{b_0} \exp \frac{-r^2}{2b_0} \cdot \frac{1}{2\pi b_2} \exp \frac{-\dot{r}^2}{2b_2} \quad (3 - 7)$$

dimana b_0 dan b_2 adalah momen dari spektrum pdf yang didefinisikan oleh Rice.

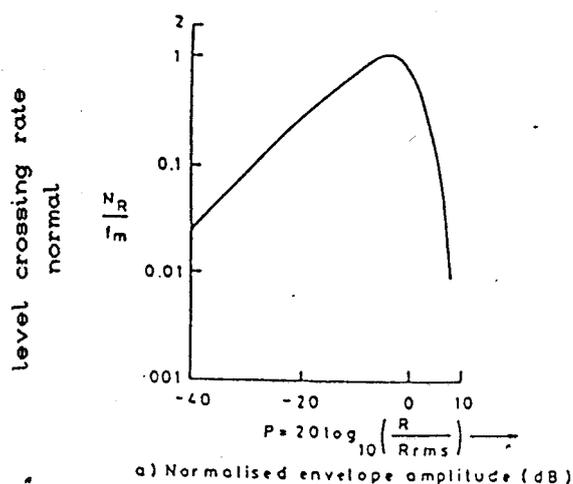
Untuk vertikal monopole level crossing rate menjadi :

$$N(R) = 2\pi f_m \rho \exp \{-\rho^2\} \quad (3 - 8)$$

dimana $\rho = \frac{R}{R_{rms}}$ adalah perbandingan level khusus dengan amplitudo rms dari selubung fading.

$f_m = V/\lambda$;harga frekuensi Doppler maksimum.

Normalisasi level crossing rate untuk vertikal monopole ditunjukkan pada gambar 3-3. Maksimum level crossing terjadi pada $\rho = -3$ dB dan menurun ketika level mningkat. Level crossing rate dikhususkan arah yang positif, sehingga ketika



GAMBAR 3 - 3⁶⁾

LEVEL CROSSING RATE

diatur pada level rendah, sinyal tetap pada level tersebut pada setiap waktu. Hal ini dipilih untuk level rms yang besar. Pada $f_c = 900$ MHz dan kecepatan kendaraan 30 mph, $f_m =$

⁶⁾ ibid

40 Hz; level crossing rate N_R didapat 39/detik pada $\rho = -3\text{dB}$.

Average duration of fade dibawah level R didefinisikan sebagai :

$$A_{df} = \frac{\text{Probabilitas } r \leq R \text{ pada interval waktu } T}{\text{Level crossing rate } N(R)}$$

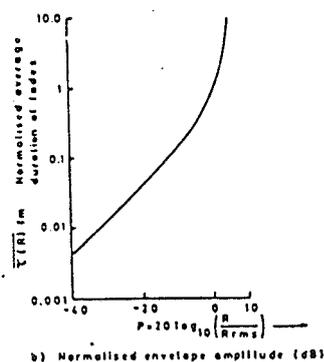
Untuk selubung fading Rayleigh, probabilitas $r \leq R$ adalah :

$$P(r \leq R) = \int_0^R p(r) dr = 1 - \exp\{-\rho^2\} \quad (3 - 9)$$

Substitusi untuk $N(R)$ dari persamaan 3-20, average duration of fade untuk vertikal monopole diperoleh sebagai :

$$\bar{\tau}(R) = \frac{\exp\{\rho^2\} - 1}{\rho f_m 2\pi} \quad (3 - 10)$$

Pernyataan diatas ditunjukkan dalam gambar 3-4. Dari gambar 3-4 diperoleh bahwa ketika perbandingan (rasio) ρ menurun, a_{df} menurun jika sinyal tetap pada level R. Oleh karena itu, ketika level meningkat, titik dimana sinyal terletak dibawah level R untuk sebagian besar waktu dan $\bar{\tau}(R)$ dapat menjadi sangat lama.

GAMBAR 3 - 4⁷⁾

AVERAGE DURATION OF FADES

3.2.3. SUDUT DATANG DAN SPEKTRUM SINYAL

Ketika penerima atau pemancar dalam keadaan bergerak, sinyal terima r.f. mengalami pergeseran Doppler, pergeseran frekuensi akan menjadi fungsi cosinus dari arah gelombang datang dan arah pergerakan kendaraan. Mobil bergerak dengan kecepatan konstan v m/dt sepanjang sumbu x pada gambar 3-5, mempunyai pergeseran Doppler f_n untuk ke- n gelombang datar mempunyai hubungan sebagai berikut :

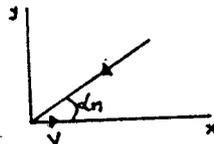
$$f_n = \frac{v}{\lambda} \cos \alpha_n \quad (3 - 11)$$

dimana λ panjang gelombang carrier.

Dapat dilihat bahwa gelombang yang datang dari arah depan

⁷⁾ Ibid

pada kendaraan mengalami pergeseran Doppler yang positif, dengan harga maksimum v/λ , sedang gelombang yang arahnya dari belakang mengalami pergeseran Doppler negatif.



GAMBAR 3 - 5^{B)}

ARAH RELATIF PADA MOBIL UNIT DAN KOMPONEN GELOMBANG DATAR

Ketika sejumlah N gelombang menjadi besar, pecahan daya yang terjadi dalam suatu sudut antara α dan $\alpha + d\alpha$ untuk antena isotropik adalah $p(\alpha) d\alpha$. Antena dengan power gain $G(\alpha)$ dan polarisasi yang sebenarnya akan memperbesar pecahan daya $G(\alpha) p(\alpha) d\alpha$ dalam penambahan sudut yang sama. Dengan menyamakan penambahan daya ini ke penambahan daya yang ditetapkan oleh kerapatan spektrum daya Doppler r.f. $\{ S(f) \}$ diperoleh hubungan sebagai berikut :

$$S(f) |df| = \{ G(\alpha) p(\alpha) + G(-\alpha) p(-\alpha) \} |df| \quad (3 - 12)$$

Hubungan pergeseran frekuensi Doppler r.f. $f(\alpha)$ dengan sudut datang gelombang α dan frekuensi carrier f_c ;

$$f(\alpha) = f_m \cos \alpha_n + f_c \quad (3 - 13)$$

^{B)} Ibid

dimana $f_m = v/\lambda$

Dari persamaan (3-7), jika $f(\alpha) = f(-\alpha)$, maka didapat :

$$|df| = f_m |\sin\alpha| = \sqrt{f_m^2 - (f - f_c)^2} \cdot |d\alpha| \quad (3 - 14)$$

dan substitusi ke dalam persamaan (3-7) :

$$S(f) = \frac{\{p(\alpha) G(\alpha) + p(-\alpha) G(-\alpha)\}}{f_m \sqrt{1 - \left(\frac{f - f_c}{f_m}\right)^2}} \quad (3 - 15)$$

Kerapatan daya spektrum Doppler $S(f)$ bergantung pada gain antena dan distribusi sudut untuk gelombang lintasan jamak. Spektrum daya ini berbeda untuk tiap-tiap komponen medan. Sebagai contoh, medan listrik dengan vertikal monopole $\lambda/4$ dan $G(\alpha) = 1,5$ didapat :

$$S(f) = \frac{1,5 \{ p(\alpha) + p(-\alpha) \}}{f_m \sqrt{1 - \left(\frac{f - f_c}{f_m}\right)^2}} \quad (3 - 16)$$

Demikian juga loop antena dapat digunakan untuk mengetahui medan magnet. Loop vertikal dengan bidang yang tegak lurus dengan arah kendaraan pada sumbu-x, mempunyai pola antena gain :

$$G(\alpha) = 1,5 \sin^2\alpha \quad (3 - 17)$$

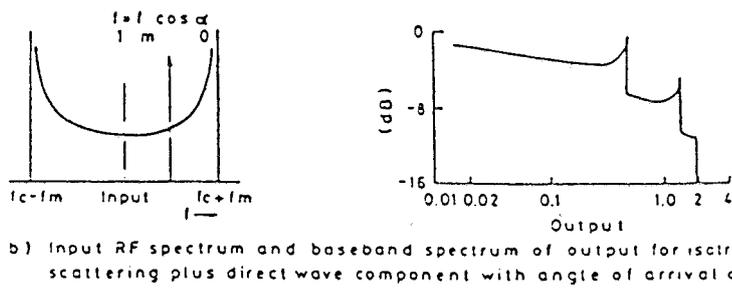
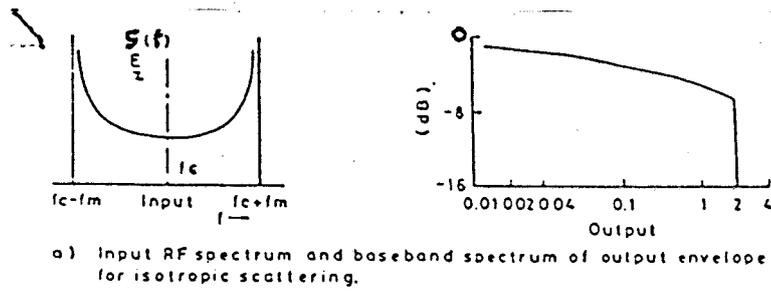
dan sepanjang sumbu-y, mempunyai :

$$G(\alpha) = 1,5 \cos^2\alpha \quad (3 - 18)$$

Dengan mensubstitusi persamaan (3-17) dan (3-18) dalam persamaan (3-15) dapat dianggap bahwa kerapatan spektrum daya suatu transmisi unmodulated carrier. Spektrum daya $S(f)$ dapat dinyatakan dengan menganggap $p(\alpha)$ terdistribusi uniform dalam range angular $-\pi$ sampai dengan π (omni-directional vertical monopole). Dengan asumsi yang sederhana, spektrum Doppler menjadi :

$$S_{E_z}(f) = \frac{1,5}{\pi f_m} \left[1 - \left(\frac{f - f_c}{f_m} \right)^2 \right]^{-1/2} \quad (3 - 19)$$

Dalam kawasan waktu (time-domain) pengaruh dari phase random dan pergeseran Doppler sinyal lintasan jamak, timbul dalam bentuk selubung fading. Pada gambar 3-6 menunjukkan spektrum Doppler r.f. dan selubung spektrum untuk $p(\alpha) = 1/2\pi$ dan gelombang langsung dengan sudut α_0 . Dapat dilihat bahwa selubung spektrum mempunyai dua tambahan peak pada $f_m (1 \pm \cos \alpha_0)$, jika ada gelombang langsung.

GAMBAR 3 - 6⁹⁾

SPEKTRUM DAYA UNTUK VERTIKAL MONOPOLE

3.2.4. KORELASI SPASIAL DARI KOMPONEN-KOMPONEN MEDAN

Dalam sistim radio, khususnya frekuensi VHF dan di atasnya, ada suatu keuntungan dengan menggunakan dua atau

⁹⁾ Ibid

lebih pemisahan antena spasial, jika sinyal pada tiap-tiap antena masing-masing menghilang. Metode statistik memastikan bahwa gabungan sinyal kemungkinan tetap pada level yang layak. Teknik ini dikenal sebagai teknik space diversity.

Komponen medan yang terjadi pada titik 0, diberikan dalam persamaan (3-3), (3-4), dan (3-5). Pada titik yang lain O^1 dengan jarak ξ dari 0 dalam sumbu-x, phase ke-n dari komponen gelombangnya akan menjadi $\varphi_n + k\xi \cos \alpha_n$, dimana $k = 2\pi/\lambda$ adalah faktor pergeseran phase dalam ruang bebas. Dalam medan listrik, hasil dari kompleks conjugate pada E_z (medan pada 0) dengan E_z^1 (medan pada O^1) adalah :

$$E_z^* \cdot E_z^1 = E_0^2 \sum_{n=1}^N \exp(-j\varphi_n) \sum_{m=1}^N \exp\{j(\varphi_m + k\xi \cos \alpha_m)\} \dots\dots\dots (3 - 20)$$

$$= E_0^2 \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^N \exp\{j(\varphi_m - \varphi_n)\} \exp(jk\xi \cos \alpha_m) \dots\dots\dots (3 - 21)$$

Untuk $m = n$ fungsi autocovariance pada medan listrik diberikan dalam bentuk :

$$R_{E_z}(\xi) = \langle E_z^* \cdot E_z^1 \rangle = E_0^2 \sum_{n=1}^N \exp(-j\varphi_n) \sum_{m=1}^N \exp\{j(\varphi_m + k\xi \cos \alpha_m)\} \dots\dots\dots (3 - 22)$$

dimana :

E_z^* komplek conjugate kmponen medan pada titik 0.

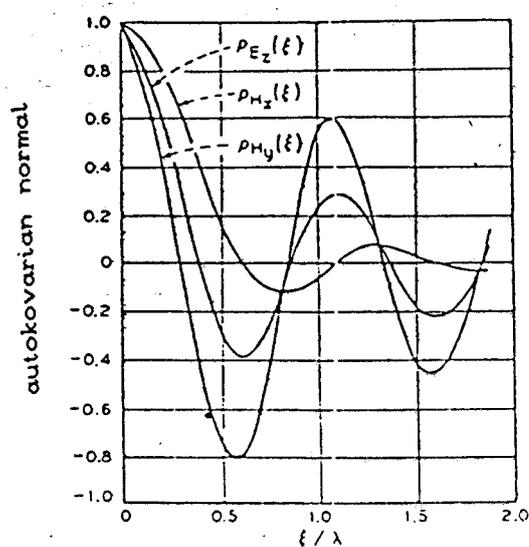
E_z^1 komponen medan pada titik O^1

Dengan menganggap bahwa φ dan α adalah fungsi statistik yang independen, dan sejumlah N gelombang yang datang pada kendaraan dari segala arah dengan probabilitas yang sama, yaitu :

$$p(\alpha) = \frac{1}{2\pi} \quad -\pi \leq \alpha \leq \pi$$

Maka fungsi autocovarian spasial pada medan listrik menjadi :

$$\begin{aligned} R_{E_z}(\xi) &= N E_0 \int_{-\pi}^{\pi} p(\alpha) \exp\{jk\xi \cos\alpha\} d\alpha \\ &= N E_0^2 J_0(k\xi) \end{aligned} \quad (3 - 23)$$



GAMBAR 3 - 7¹⁰⁾

FUNGSI-FUNGSI NORMAL AUTOKOVARIAN

10) Clarke, op cit hal 966

Fungsi autocovarian spasial untuk kedua komponen medan magnet H_x dan H_y , dengan cara yang sama diperoleh :

$$R_{H_x}(\xi) = \langle H_x^* H_x^i \rangle = \frac{NE_o^2}{2\eta^2} \left[J_0(k\xi) + J_2(k\xi) \right] \quad (3 - 24)$$

$$R_{H_y}(\xi) = \langle H_y^* H_y^i \rangle = \frac{NE_o^2}{2\eta^2} \left[J_0(k\xi) - J_2(k\xi) \right] \quad (3 - 25)$$

untuk gelombang yang datang dari segala arah dengan probabilitas yang sama, $J_0(\)$ dan $J_2(\)$ berturut-turut adalah orde ke nol dan ke dua fungsi Bessel tingkat pertama. Fungsi autokovarian normal untuk masing-masing selubung, ditunjukkan dalam gambar 3-7. Persamaan diatas menunjukkan bahwa ketiga komponen medan tak berkorelasi (uncorrelated) dan independen.

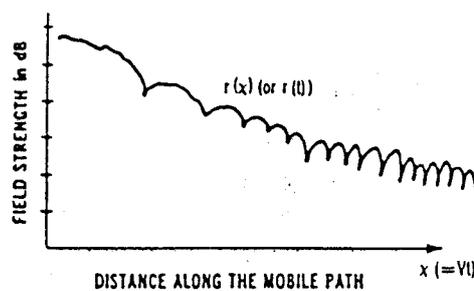
3.3 RUGI-RUGI STATISTIK DARI SELUBUNG SINYAL KARENA FADING

Pada medium komunikasi radio mobil, sinyal yang dipancarkan dipengaruhi bermacam-macam bentuk scatter dan phenomena multipath, yang dapat menyebabkan fading. Fading didefinisikan sebagai perubahan level sinyal terima terhadap waktu akibat kondisi atmosfer.

Fading terdiri dari pengaruh fading long term dan fading short term. Fading long term disebabkan oleh perubahan skala yang relatif kecil pada topografi sepanjang lintasan propagasi. Fading short term disebabkan oleh pantulan dari

bermacam-macam tipe scatter sinyal, keduanya bergerak atau diam. Fading jenis ini disebut sebagai multipath fading. Phenomena ini terjadi karena komunikasi berada pada level ground.

Multipath fading muncul akibat interferensi yang merusak antara pancaran langsung dan satu atau lebih pancaran pantulan atau pembiasan. Kuat sinyal yang dipancarkan base stasiun turun dengan jarak jika diukur pada bermacam-macam titik sepanjang lintasan arah radial dari base stasiun. Kuat sinyal $r(t)$ atau $r(x)$, yang ditunjukkan gambar 3-8, diukur pada skala dB. Ketika frekuensi kerja menjadi lebih tinggi, sinyal fading menjadi lebih keras (severe). Level sinyal



GAMBAR 3 - 8¹¹⁾

SINYAL $S(x)$ SEPANJANG SUMBU-X

¹¹⁾ William C. Y. Lee, "

rata-rata pada sinyal fading $\bar{r}(x)$ atau $\bar{r}(t)$ menurun ketika mobil unit menjauhi pemancar base stasiun. Sinyal yang diterima $r(t)$ dapat dibuat dengan memisahkan menjadi 2 bagian yaitu : disebabkan oleh fading long term $m_o(t)$ dan fading short term $r_o(t)$ dengan persamaan :

$$r(t) = m(t) \cdot r_o(t) \quad (3 - 26)$$

$$r(x) = m(x) \cdot r_o(x) \quad (3 - 27)$$

3.3.1. FADING LONG TERM [$m(t)$] atau [$m(x)$] ²¹²⁾

Fading long term yaitu rata-rata atau envelope dari sinyal fading yang ditandai titik-titik pada kurva yang ditunjukkan dalam gambar 3-9 (a). Ini disebut juga local mean. Perkiraan local mean $m(x_1)$ pada titik x_1 disumbu x di ekspresikan ke persamaan matematika sebagai :

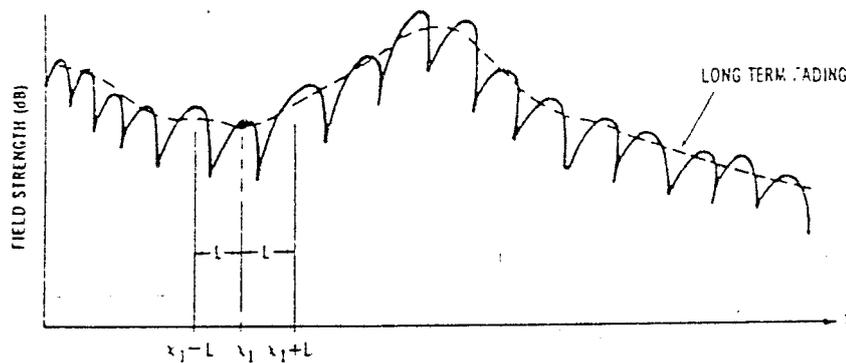
$$\bar{m}(x) = \frac{1}{2L} \int_{x_1-L}^{x_1+L} r(x) dx = \frac{1}{2L} \int_{x_1-L}^{x_1+L} m(x) r_o(x) dx \quad (3 - 28)$$

Jika $m(x_1) = \text{local mean}$

$$m(x = x_1) = \bar{m}(x = x_1) \quad x_1 - L < x < x_1 + L$$

$$\bar{m}(x_1) = m(x_1) \frac{1}{2L} \int_{x_1-L}^{x_1+L} r_o(x) dx \quad (3 - 29)$$

¹²⁾ Ibid, Hal



GAMBAR 3 - 9 (a)¹⁹⁾

LOCAL MEAN, DENGAN BATAS INTEGRAL 2L

Jika $\bar{m}(x_1)$ mendekati $m(x_1)$ pers. (3-29) mendekati = 1

$$\frac{1}{2L} \int_{x_1-L}^{x_1+L} r_o(x) dx \quad \text{-----} \rightarrow 1$$

Sinyal fading long term $m(x)$ sebagian besar disebabkan oleh konfigurasi tanah dan lingkungan yang dibuat manusia antara base stasiun dan mobil unit. Konfigurasi tanah dapat diklasifikasikan sebagai :

open area (daerah terbuka)

¹⁹⁾ Ibid, hal 10

flat terrain (tanah datar)

hilly terrain (tanah berbukit-bukit)

Mountain area (tanah pegunungan)

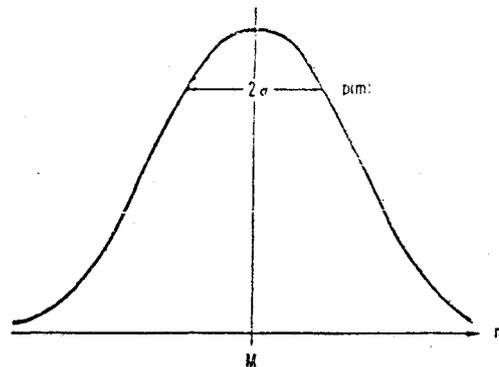
Sedangkan lingkungan yang dibuat manusia yaitu :

rural area

quasi suburban

suburban area

urban area



GAMBAR 3 - 9 (b)¹⁴⁾

DISTRIBUSI LOG-NORMAL

Konfigurasi tanah menyebabkan redaman local mean (fading long term) dan fluktuasi, sedangkan lingkungan yang dibuat manusia hanya menyebabkan redaman local mean. Fluktuasi (naik turunnya) dari fading long term yang disebabkan

¹⁴⁾ Ibid, hal 10

konfigurasi tanah dapat berbentuk distribusi log-normal, lihat gambar 3-9 (b). Konfigurasi tanah mempengaruhi standart deviasi δ_1 (spread) pada kurva log-normal yang menunjukkan sinyal local mean pada daerah tersebut. Standart deviasi δ_1 mempunyai nilai bermacam-macam dalam skala dB bergantung kepada konfigurasi tanah.

3.3.2. FADING SHORT TERM [$r_o(x)$ atau $r_o(t)$]

Fading short term sebagian besar disebabkan oleh pantulan-pantulan lintasan jamak dari gelombang transmit yang disebabkan oleh scatterer local (penghambur setempat) seperti rumah, gedung dan struktur yang dibuat manusia atau penghalang alami seperti hutan belantara disekitar mobil unit. Fading short term tidak disebabkan oleh halangan seperti gunung atau bukit yang berada diantara base stasiun dan mobil unit.

Pada gambar 3-3, sinyal transmisi adalah polarisasi vertikal, maka medan E yang terjadi pada mobil dapat ditulis sebagai :

$$E_z = E_o \sum_{n=1}^N C_n \cos(\omega_c t + \theta_n) \quad (3 - 30)$$

dimana

$$\theta_n = \omega_n t + \phi_n \quad (3 - 31)$$

ω_c frekuensi carrier dari sinyal transmisi, $E_o C_n$ amplitudo (real) dari gelombang yang ke-n dalam medan E_z . φ_n adalah phase random yang terdistribusi uniform dari 0 ke 2π . C_n adalah faktor normal, sehingga untuk ensemble average ditulis

$$\sum_{n=1}^N C_n = 1 \quad (3 - 32)$$

komponen gelombang dapat digambarkan sebagai proses random pita sempit. Selanjutnya, sebagai akibat dari teori batas pusat (central limit) untuk nilai N yang besar menjadi proses random Gaussian.

Dengan menggunakan distribusi Rice, medan E_z dapat dinyatakan sebagai :¹⁵⁾

$$E_z = T_c(t) \cos \omega_c t - T_s(t) \sin \omega_c t \quad (3 - 33)$$

dimana :

$$T_c(t) = E_o \sum_{n=1}^N C_n \cos(\omega_n t + \varphi_n) \quad (3 - 34)$$

$$T_s(t) = E_o \sum_{n=1}^N C_n \sin(\omega_n t + \varphi_n) \quad (3 - 35)$$

berturut-turut $T_c(t)$ dan $T_s(t)$ adalah inphase dan komponen kuadrat dari medan E_z dan merupakan proses random Gaussian.

Dan mempunyai zero mean dan varian yang sama, yaitu :

¹⁵⁾ Douglas O.R., "Properties of Mobile Radio Propagation Above 400 MHz

$$\langle T_c^2 \rangle = \langle T_s^2 \rangle = \frac{E_o^2}{2} = \langle |E_z| \rangle \quad (3 - 36)$$

Tanda kurung $\langle \rangle$ menunjukkan suatu ensemble average pada φ_n dan C_n . T_c dan T_s merupakan variabel yang independen dan tak berkorelasi, sehingga :

$$\langle T_c T_s \rangle = 0$$

dan kerapatan probabilitasnya berbentuk (Gaussian) :

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi b_o}} \left[-\frac{x^2}{2b_o} \right] \quad (3 - 37)$$

dimana : $b_o = E_o^2/2 =$ daya rata-rata

$$x = T_c \text{ atau } T_s$$

Rice memperlihatkan bahwa kerapatan probabilitas dari r adalah :

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{b_o} \exp \left[-\frac{r^2}{2b_o} \right], & r \geq 0 \\ 0, & r < 0 \end{cases} \quad (3 - 38)$$

dimana r adalah selubung dari medan E_z yang dinyatakan dengan :

$$r = (T_c^2 + T_s^2)^{1/2} \quad (3 - 39)$$

Dari persamaan (3 - 38), model hamburan (scattering) berdasarkan pada anggapan bahwa sinyal yang diterima mobil adalah tipe hamburan dimana tiap-tiap komponen hamburan adalah independen, random phase, dan sudut datang yang random

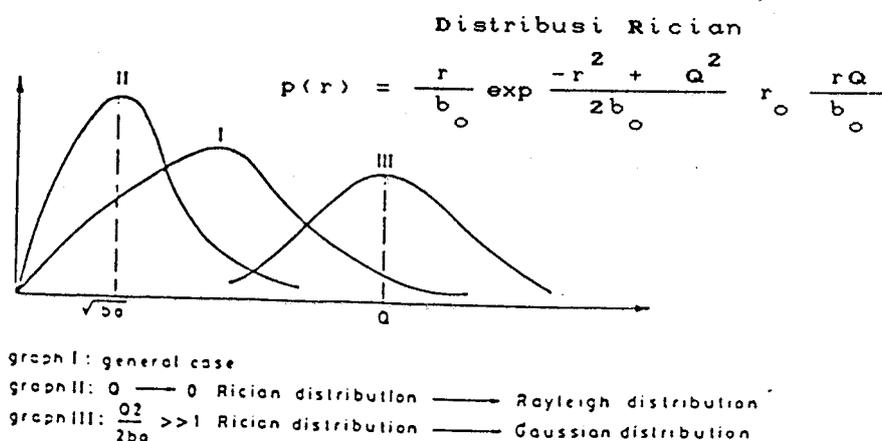
yang membawa kesimpulan bahwa fungsi kerapatan probabilitas dari selubung sinyal mempunyai distribusi Rayleigh, dimana besarnya fungsi distribusi kumulatif adalah :

$$P_r(r) = 1 - \left[-\frac{r^2}{2b_0} \right] \quad (3 - 40)$$

dimana

$$\langle r \rangle = \left[\frac{\pi b_0}{2} \right] \quad (3 - 41)$$

$$\langle r^2 \rangle = 2b_0$$



GAMBAR 3 - 10¹⁶⁾

DISTRIBUSI PROBABILITAS DARI SELUBUNG FADING

16) M.F. Ibrahim and A.S. Bajwa, op cit

BAB IV

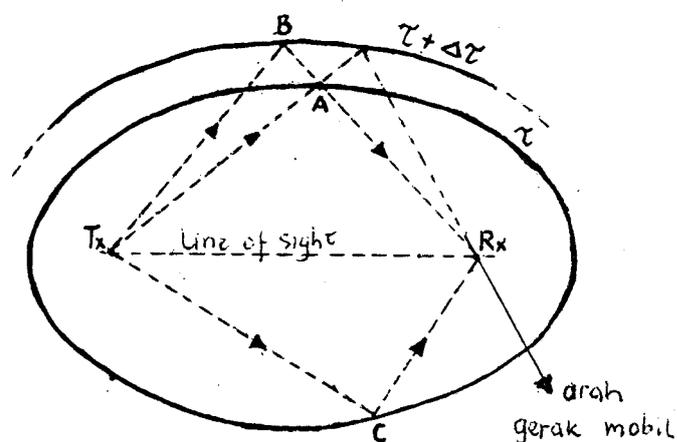
KARAKTERISTIK KANAL RADIO MOBIL PITA LEBAR

4.1. PENDAHULUAN

Dalam komunikasi radio mobil, gelombang radio biasanya mengalami pantulan atau hamburan dari lekukan tanah yang luas (non local) menuju hamburan lokal didekat sekitar mobil. Gelombang radio yang telah terpantul atau terhambur, pada waktu datang pada sekelompok bangunan dengan amplitudo dan waktu datang yang random. Pada daerah sekitar mobil, gelombang radio ini kemungkinan terhambur dari permukaan gedung dan pecah menjadi lintasan-lintasan jamak yang mempunyai perkiraan turunan waktu tunda yang sama tetapi berbeda phase carriernya.

Panjang dari lintasan-lintasan propagasi yang berbeda berubah-ubah dalam waktu untuk kendaraan yang bergerak, dan perubahan waktu datang memberi kesan kemungkinan pada suatu pengenalan fisik yang hakiki untuk tiap-tiap lintasan, sehingga jika terdapat sejumlah penghambur nyata, ini memungkinkan untuk menggabungkan tiap-tiap penghambur dalam suatu lintasan individu. Bagaimanapun juga tidak mungkin untuk membeda-bedakan diantara lintasan-lintasan yang berbeda hanya dengan menetapkan perbedaan diantara waktu datang, tetapi arah angular datang juga harus dibawa dalam perhitungan. Jika hanya menetapkan hamburan lintasan tunggal,

kemudian semua hamburan dengan panjang lintasan yang sama dapat ditempatkan pada suatu ellipsis dimana transmitter dan receiver pada pusatnya. Tiap-tiap waktu tunda diantara transmitter dan receiver di definisikan sebagai confocal ellipsis seperti pada gambar 4-1. Jika ditetapkan penghambur pada titik A, B dan C, kemudian dapat dibedakan diantara lintasan TAR dan TBR, dimana mempunyai sudut datang yang sama dan berbeda waktu tundanya dan lintasan TAR dan TCR, dimana mempunyai waktu tunda yang sama dan berbeda sudut datangnya.



GAMBAR 4 - 1¹⁾

LINTASAN GEOMETRI UNTUK HAMBURAN TUNGGAL

Sudut datang dapat ditetapkan dengan memakai pergeseran Doppler. Ketika receiver atau transmitter dalam keadaan

¹⁾ J. D. Parsons and A. S. Bajva, "Wideband Characterisation of Fading Mobile Radio Channel", Hal ...

bergerak, sinyal terima r.f. mengalami pergeseran Doppler; pergeseran frekuensi menjadi fungsi kosinus pada sudut spasial diantara arah gelombang datang dengan arah kendaraan bergerak. Gelombang datang dari arah depan kendaraan akan mengalami pergeseran Doppler positif, dengan nilai maksimum v/λ , dan yang datang dari arah belakang mengalami pergeseran yang negatif. Jika dipancarkan suatu pulsa r.f. dan pada receiver diukur waktu datang dan pergeseran Doppler-nya, maka dapat ditentukan panjang dari lintasan propagasi dan sudut datangnya.

Pada gambar 4-1, suatu yang penting dan keistimewaan yang dapat dipelajari yaitu untuk tempat receiver yang khusus, diagram skala yang layak dengan beberapa convocal ellipse dapat dihasilkan dalam bentuk lembaran peta. Koordinat yang digunakan dalam lembaran peta ini, dengan hasil percobaan lokasi membawa pada suatu pengenalan yang berarti pada hamburan tunggal atau juga daerah hamburan dan memberikan petunjuk yang luas dari propagasi lintasan jamak. Dan juga dapat mengilustrasikan karakteristik propagasi lintasan jamak dalam lingkungan perkotaan. Adanya informasi tentang ketinggian gedung, kerapatannya, dan data geografi memungkinkan untuk membuat suatu model propagasi dalam lingkungan perkotaan. Hal ini akan merupakan pelajaran yang menarik, jika pengukuran lokal dan non-lokal dari daerah yang berbeda dibandingkan.

4.2. KANAL RADIO MOBIL SEBAGAI FILTER LINIER YANG TAK BERUBAH TERHADAP WAKTU

Sinyal yang diterima mobil unit setelah mengalami propagasi lintasan jamak, merupakan sekumpulan redaman, perlambatan, dan pergeseran phase yang random. Akibatnya sinyal terima merupakan superposisi dari bermacam-macam lintasan individu, berdasarkan ini kanal radio dapat digambarkan sebagai filter dua kutub (two-port filter) dalam karakteristik transmisi time-varying yang random.

Ketika sinyal pada input atau output sebagai filter dapat dijelaskan dalam kawasan frekuensi ataupun waktu (frequency atau time domain), dimana ada empat kemungkinan dari fungsi input-output. Frekuensi domain atau waktu domain pada input-output dari filter memungkinkan untuk menentukan ciri khas (karakterisasi) dari kelakuan kanal radio mobil, dengan menggunakan salah satu dari empat fungsi sistem yang dikembangkan menurut kawasannya.

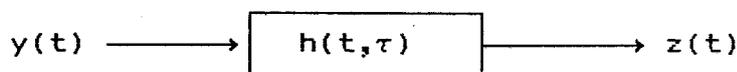
4.2.1. TINJAUAN DALAM KAWASAN WAKTU

Mengingat gambaran kawasan waktu (time-domain) atau dengan menetapkannya sebagai kanal time-variant yang dinyatakan dalam bentuk impulse pada filter linier, sehingga untuk kanal time-varying, response impulse juga time-variant. Output sistem dari sinyal input yang diketahui, dinyatakan dengan menerapkan dalil konvolusi.

Dalam notasi selubung kompleks dari bentuk gelombang

real bandpass, output $z(t)$ dihubungkan dengan input $y(t)$ dan impulse respons $h(t,\tau)$, dinyatakan dengan :²⁾

$$z(t) = \int_{-\infty}^{\infty} y(t-\tau) h(t,\tau) d\tau \quad (4 - 1)$$



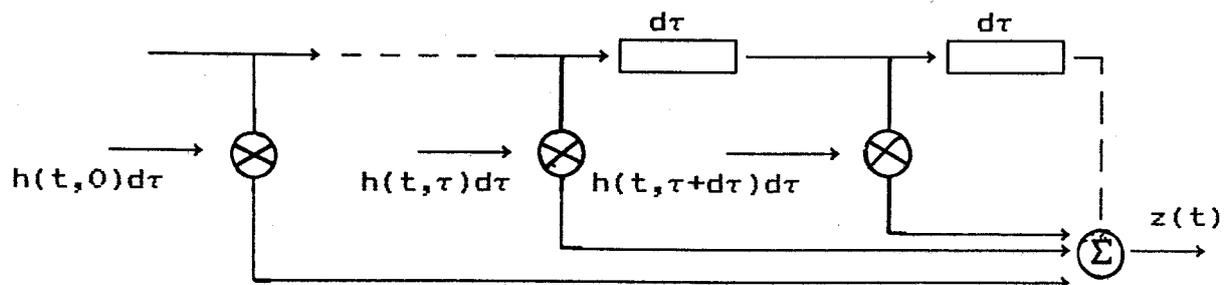
GAMBAR 4 - 2

PENYAJIAN LINGKUNGAN TRANSMISI DALAM RUANG KETERLAMBATAN WAKTU

Dari persamaan (4-1) menggambarkan figur kanal secara fisik sebagai rangkaian kesatuan pada "non-moving scintillating channel" dengan $h(t,\tau)d\tau$ sama dengan modulasi (kompleks) yang dihasilkan oleh elemen hipotesis penghambur ("scatterer") yang memberikan perlambatan (delay) pada range $(\tau, \tau+d\tau)$.

Dari persamaan (4-1), dapat dibuat suatu skema tapped delay-line transver filter yang menyampaikan keterlambatan $d\tau$ dan gangguan hasil dari elemen $h(t,\tau)d\tau$. Dalam skema (model) sinyal input mula-mula di delay (diperlambat) kemudian dikalikan dengan differential scattering gain. Dapat juga memungkinkan untuk membalik fungsi-fungsi keterlambatan dan menyesuaikannya tanpa mengubah pernyataan sinyal. Seperti ditunjukkan dalam gambar 4-3.

2) Mochamad Salehudin, "Modelisation Statistique Du Canal Radiomobile Large Bande A 910 MHz En Site Urbain", 1989, Hal 6

GAMBAR 4 - 3³⁾

MODEL KETERLAMBATAN "MULTIPRISES"

Pernyataan $h(t, \tau)$ merupakan impulse response dari kanal pada waktu t karena input impulse unit pada $t = t - \tau$, dan disebut fungsi input delay-spread. Untuk kanal-kanal fisik batas integrasi harus diubah, dengan mengambil batas bawah sama dengan nol dan kanal diamati selama waktu t , sehingga persamaan 4-1 menjadi :

$$z(t) = \int_0^t y(t-\tau) h(t, \tau) d\tau \quad (4 - 2)$$

Model impulse response time-variant pada kanal dalam bentuk skema garis tapped delay, menjelaskan pengamatan pada mekanisme fisik yang disebabkan lintasan jamak, karena dengan jelas model tersebut menunjukkan bahwa sinyal terima terdiri dari tiruan penipisan perlambatan (delayed attenuated) dari sinyal input dan juga mendemonstrasikan sifat dasar lintasan jamak yang timbul dari hamburan dengan panjang lintasan yang

³⁾ Ibid,

berbeda.

4.2.2. TINJAUAN DALAM KAWASAN FREKUENSI

Impulse response secara tegas menunjukkan adanya hamburan-hamburan dengan panjang lintasan yang berbeda-beda, tetapi phenomena pergeseran Doppler (Doppler-shift) melekat pada selubung kompleks dari bentuk gelombang time-varying. Ilustrasi langsung dari phenomena pergeseran Doppler yaitu dengan menggunakan bentuk $H(f,v)$, yang merupakan "dual" dari response impulse $h(t,\tau)d\tau$. Fungsi ini menghubungkan kanal spektrum sinyal input yang menyatakan/mewakili kanal spektrum sinyal output menurut dalil konvolusi dalam kawasan pergeseran frekuensi. Karakteristik transmisi diuraikan dengan variabel frekuensi dan gangguannya. Hal ini didefinisikan dalam bentuk spektrum kompleks pada input dan output dengan superposisi pergeseran Doppler, v sebagai :

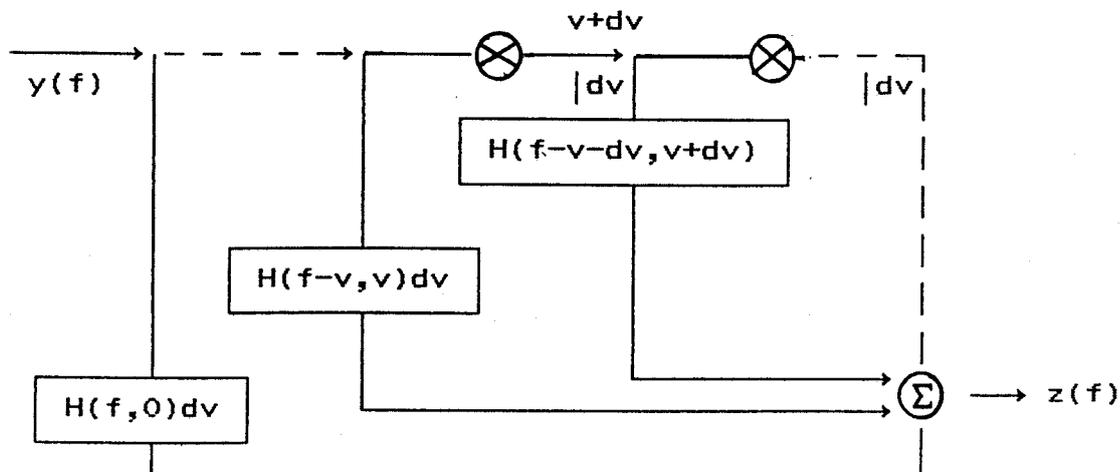
$$Z(f) = \int_{-\infty}^{\infty} Y(f-v) H(f-v,v) dv \quad (4 - 3)$$

dimana v digabungkan dalam gangguan Doppler yang dijumpai dalam kanal. Response impulse $h(t,\tau)$ memberi gambaran dalam kawasan waktu dari gejala lintasan jamak, sedang fungsi $H(f,v)$ menggambarkan tingkah laku kanal menurut pengaruh pergeseran Doppler.

Dari persamaan (4-3) dapat disajikan suatu model yang mungkin untuk $H(f,v)$ dimana identik dengan model garis keterlambatan (tapped delay-line). Model tersebut menggunakan

berbagai filter dan alat pencampur, seperti ditunjukkan pada gambar 4-3. Model ini membawa filter-filter elementer yang masing-masing mempunyai transver function $H(f,v)dv$, dengan alat campur yang mengintroduksi gangguan Doppler dv dan berada pada interval $v, v+dv$ per detik.

Fungsi $H(f,v)$ menghubungkan spektrum sinyal input dan spektrum sinyal output dengan cara identik dengan $h(t,\tau)$ yang menghubungkan sinyal input dan sinyal output dalam kawasan waktu. $H(f,v)$ disebut fungsi output penyebaran Doppler ("output Doppler spread function").



GAMBAR 4 - 3⁴⁾

MODEL ALAT PENYAMPUR YANG MENGINTRODUKSI GANGGUAN DOPPLER

4.2.3. TINJAUAN DALAM KAWASAN WAKTU-FREKUENSI

Kanal time-variant didalam fungsi delay spread $h(t,\tau)$

⁴⁾ Ibid, hal 8

merupakan pendekatan dalam fungsi waktu, sedangkan fungsi Doppler spread $H(f,v)$ adalah pendekatan dalam fungsi frekuensi. Pada pendekatan dalam kawasan waktu, fungsi waktu output berhubungan langsung ke fungsi waktu input, sedangkan dalam kawasan frekuensi spektrum output langsung berpengaruh pada spektrum input. Dalam tinjauan dalam kawasan waktu-frekuensi ini, merupakan dual (waktu-frekuensi) dari fungsi alih (transfer function) time-variant, dimana fungsi tersebut menghubungkan spektrum output ke fungsi waktu input.

Asumsikan sebuah input $z(t)$, dimana menggambarkan penjumlahan fungsi waktu cissoidal tak terbatas, yaitu :

$$z(t) = \int_{-\infty}^{\infty} Z(f) \exp(j2\pi ft) df \quad (4 - 4)$$

dimana $Z(f)$ adalah spektrum $z(t)$, yang dapat menetapkan output kanal dengan melakukan super posisi response secara terpisah terhadap komponen cissoidal tersebut. Response kanal terhadap fungsi waktu cissoidal $\exp(j2\pi ft)$ (atau impulse spektrum $\delta(f-t)$) dirumuskan sebagai :

$$\int_{-\infty}^{\infty} \exp[j2\pi f(t-\tau)].h(t,\tau) d\tau = \exp(j2\pi ft). T(f,t) \quad \dots\dots(4 - 5)$$

dimana :

$$T(f,t) = \int_{-\infty}^{\infty} \exp -(j2\pi ft).h(t,\tau) d\tau \quad (4 - 6)$$

adalah transformasi Fourier dari fungsi input delay spread dengan parameter delay. Dengan superposisi output rangkaian diperoleh sebagai :

$$z(t) = \int_{-\infty}^{\infty} Z(f) T(f,t) \exp(j2\pi ft) df \quad (4 - 7)$$

Persamaan (4-6) memperlihatkan bahwa walaupun kanal adalah time-variant, dapat ditentukan outputnya dengan teknik frekuensi domain yang sama seperti pada kanal linier time-variant. Termasuk disini adalah perkalian spektrum input dengan fungsi sistem diikuti dengan transformasi inverse Fourier dengan variabel frekuensi. Bagaimanapun juga untuk kanal time-variant, fungsi sistemnya adalah fungsi dengan variabel waktu. Penjelasan ini dinamakan fungsi transfer time-variant yang dinotasikan dengan $T(f,t)$.

Pengaruh pada propagasi lintasan jamak diamati sebagai fading time-selective dari $T(f_1,t)$ untuk transmisi pada frekuensi tunggal f_1 . $T(f,t)$ digunakan untuk memberi ciri kepada kanal radio pita sempit yang menangani speech dan data, asumsi yang mendasari bahwa sifat fading pada frekuensi tunggal f_1 menggambarkan kelakuan sinyal terima. Bagaimanapun $T(f,t)$ tidak memberikan pengamatan fisik langsung pada fenomena lintasan jamak, tetapi hanya menunjukkan perwujudan pada lintasan jamak sebagai selubung fading pada sinyal terima. Hal ini dapat dilihat bahwa $h(t,\tau)$ secara langsung membedakan lintasan-lintasan dengan panjang yang berbeda-beda, sedang $H(f,\nu)$ dapat secara langsung mengenali perbedaan pergeseran Doppler, tiap-tiap pergeseran digabungkan dengan sudut datang dari komponen lintasan hambur.

4.2.4. TINJAUAN DALAM KAWASAN KETERLAMBATAN DOPPLER

Uraian dalam kawasan keterlambatan Doppler

mempertimbangkan pada waktu yang bersamaan pada fenomena lintasan jamak dan pergeseran Doppler yang dilihat pada kanal dispersif. Lebih jelasnya, uraian tersebut mengenai ciri khas yang menggunakan penguraian keterlambatan pada waktu masuk kanal dan penguraian Doppler pada waktu keluar.

Untuk menerangkan fungsi sistem yang berhubungan dengan model kanal delay input-Doppler shift output, dinyatakan suatu fungsi input delay-spread $h(t, \tau)$ sebagai transformasi inverse Fourier pada spektrumnya (dimana τ dianggap sebagai parameter tetap), yaitu :

$$h(t, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S(\tau, \nu) \cdot \exp(j2\pi\nu t) d\nu \quad (4 - 8)$$

Dengan menggunakan persamaan (4-1), sinyal output $z(t)$ dapat dinyatakan dengan :⁵⁾

$$z(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} y(t-\tau) S(\tau, \nu) \exp(j2\pi\nu t) d\nu d\tau \quad (4 - 9)$$

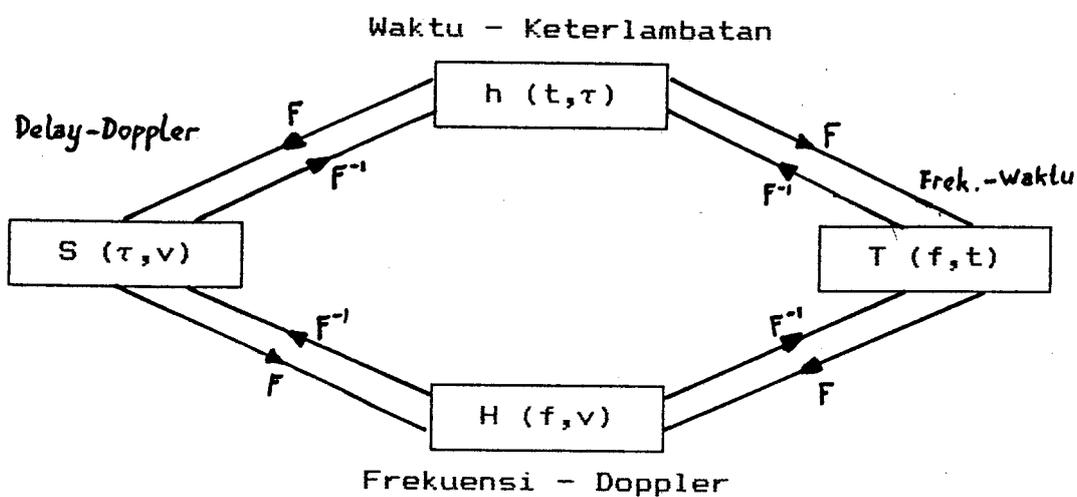
Persamaan (4-9) menunjukkan bahwa output merupakan jumlah elemen perlambatan pada interval $(\tau, \tau+d\tau)$ dengan pergeseran Doppler pada interval $(\nu, \nu+d\nu)$ dan mempunyai amplitudo scattering differential $S(\tau, \nu) d\nu d\tau$. Fungsi sistem tersebut secara serempak menyediakan suatu gambaran yang jelas dari lintasan jamak dalam kawasan waktu tunda (time-delay) dan pergeseran Doppler.

⁵⁾ Ibid, hal 9

4.2.5. HUBUNGAN FUNGSI-FUNGSI SISTEM DALAM KAWASAN YANG BERBEDA-BEDA

Untuk mengakhiri uraian kanal pada akhir fungsi sistem dalam kawasan yang berbeda-beda, adalah menarik untuk menunjukkan suatu kesesuaian yang ada diantara fungsi-fungsi tersebut. Pada gambar 4-4 menunjukkan ciri-ciri khas yang menggunakan suatu fungsi dalam suatu kawasan dapat dihubungkan dengan fungsi lain dalam kawasan yang lain dengan menerapkan transformasi Fourier.

Ciri khas kawasan waktu dari kanal dengan output impulse response, misalnya, dapat menghasilkan uraian dalam



GAMBAR 4 - 4⁶⁾

HUBUNGAN FUNGSI-FUNGSI SISTEM DALAM KAWASAN YANG BERBEDA-BEDA

⁶⁾ Ibid, hal 10

kawasan waktu-frekuensi dengan menerapkan transformasi Fourier pada impulse response. Hasil yang diperoleh memberi informasi pada band hubungan, yang dinyatakan dalam saluran. Dengan memakai kebalikan transformasi Fourier (inverse) impulse response dapat menghasilkan uraian mengenai kanal dalam kawasan keterlambatan Doppler. Tanda panah F menunjukkan transformasi Fourier, sedangkan F^{-1} sesuai dengan kebalikan transformasi Fourier.

4.3. TINJAUAN STATISTIK KANAL RADIO MOBIL

4.3.1. UMUM

Empat fungsi sistem yang diuraikan diatas adalah cukup untuk memberi karakteristik bermacam-macam kanal dengan cara yang ditentukan pada waktu itu. Pada umumnya, tingkah laku kanal adalah tidak pasti, maka fungsi-fungsi sistem, seperti misalnya, impulse response menjadi proses stokastik yang tidak dapat digambarkan dengan pendekatan yang pasti. Untuk itu suatu metode statistik diperlukan pada stadium tersebut.

Suatu uraian yang tepat tentang bermacam-macam kanal yang tidak pasti pada saat itu menyebabkan mutlak tentang adanya pengetahuan tentang fungsi kerapatan probabilitas berdimensi banyak (multidimensi) untuk semua variabel yang relatif tidak pasti pada kanal-kanal itu. Uraian tentang kanal yang berdasarkan pendekatan tersebut tampaknya dibutuhkan untuk dapat menilai dengan tepat kerja sistim

komunikasi, tetapi hal ini dalam praktek sukar diwujudkan. Untuk menyederhanakan, variabel yang tidak pasti tersebut dianggap sebagai variabel yang bebas dalam keseluruhannya. Dalam semua kasus praktek, karakteristik kanal jenis tersebut berdasarkan studi pada saat ketidak-pastian. Hal ini melahirkan untuk mempelajari pada rata-rata dan fungsi otokorelasi pada sistem fungsi dua dimensi. Untuk kanal Gaussian metode itu memberikan uraian statistik yang tepat.

Perluasan studi pada sistem fungsi yang termasuk kelakuan kanal yang random mempunyai dua keuntungan. Pertama, dapat menguasai gambaran dalam bentuk filter dua-kutub (two-port filter), dengan demikian dengan memberikan fungsi autokorelasi pada output kanal dapat diperoleh pengetahuan pada fungsi sistem input-output otokorelasi. Kedua, kelakuan dari fungsi otokorelasi bertujuan mengetahui hamburan fisik dari gelombang radio. Fungsi korelasi menyediakan petunjuk yang penting tentang sifat dasar dari sumber hamburan.

4.3.2. FUNGSI-FUNGSI SISTEM AUTOKORELASI

Fungsi autokorelasi dari salah satu fungsi sistem yang disajikan dalam bagian IV.2. diatas, menguraikan secara statistik tingkah laku kanal. Karakteristik sepanjang fungsi autokorelasi adalah sangat berarti, karena autokorelasi sinyal pada output kanal dapat dihitung jika sinyal input diketahui. Karakteristik ini memberi perkiraan bahwa bagian yang pasti dari fungsi sistem dapat ditolak, yang membuat

rata-rata keseluruhan menjadi nol.

Hubungan input-output dan fungsi korelasi yang digabungkan dengan tiap-tiap fungsi sistem dapat dicari dengan integral ganda yang bersangkutan dimana menghubungkan fungsi autokorelasi output ke fungsi autokorelasi dari fungsi sistem. Dengan menganggap $h(t, \tau)$ sebagai fungsi sistem, dan menggunakan persamaan (4-1) dapat memperoleh produk dari $z(t)z^*(s)$, sebagai :

$$z(t)z^*(s) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} y(t-\tau) y^*(s-\xi) h(t, \tau) h^*(s-\xi) d\tau d\xi \dots (4 - 10)$$

dan diperoleh rata-ratanya, sebagai :⁷⁾

$$R_z(t, s) = \left\langle \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} y(t-\tau) y^*(s-\xi) R_h(t, s ; \tau, \xi) d\tau d\xi \right\rangle \dots \dots \dots (4 - 11)$$

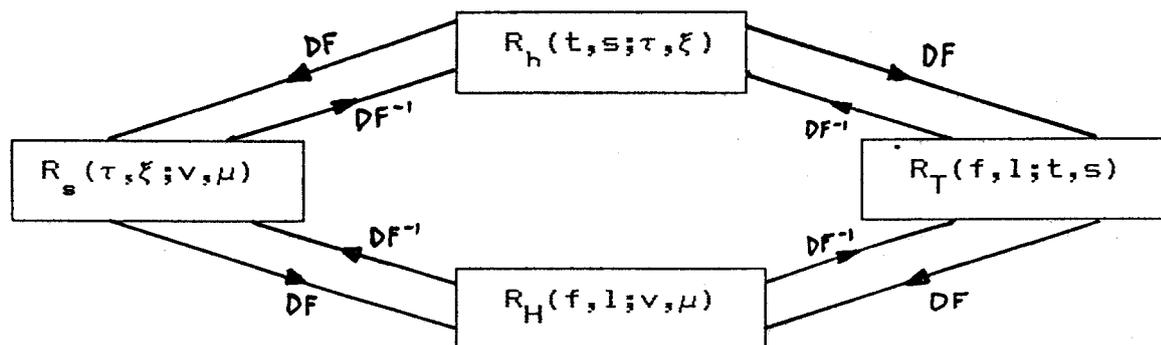
dimana $z^*(s)$ kompleks konjugate dari $z(s)$ dan simbol $\langle \rangle$ menyatakan rata-rata keseluruhan (ensemble).

$R_h(t, s ; \tau, \xi) = \langle h(t, \tau)h^*(s, \xi) \rangle$ adalah fungsi autokorelasi selubung kompleks dari impulse response kanal. Persamaan (4-11) menunjukkan bahwa pengenalan $R_h(t, s; \tau, \xi)$ memungkinkan untuk menghitung autokorelasi sinyal pada fungsi waktu output dari filter sebagai kanal. Untuk kanal-kanal fisik, $\langle h(t, \tau)h^*(s, \xi) \rangle$ dapat diukur dalam bentuk $\langle h(t, \tau)h^*(t, \xi) \rangle$.

Dengan mempertimbangkan kesamaan yang ada antara empat fungsi uraian tentang kanal, memungkinkan untuk menunjukkan bahwa fungsi-fungsi autokorelasi saling berhubungan, seperti

⁷⁾ Ibid, hal 12

ditunjukkan dalam gambar 4-5.



GAMBAR 4 - 5^{B)}

HUBUNGAN ANTARA FUNGSI-FUNGSI SISTEM AUTOKORELASI

DF menunjukkan transformasi Fourier ganda, sedangkan DF^{-1} adalah inverse transformasi Fourier ganda.

4.3.3. KANAL STASIONER DALAM ARTIAN LUAS

Pada umumnya, kebanyakan kanal adalah tidak bergerak (tetap) selama interval waktu tertentu. Jika kanal tidak tetap dalam arti kata yang tepat, dapat dianggap bahwa kanal demikian dalam arti kata luas. Tidak Bergeraknya dalam arti kata yang luas ("wide sense stationary - WSS") menunjukkan bahwa statistik fading tidak berubah selama interval waktu yang diketahui. Maksudnya bahwa karakteristik fungsi autokorelasi tak berubah (invariant) dalam kawasan waktu yang dihubungkan dalam suatu perbedaan waktu.

^{B)} Ibid, hal 12

Fungsi autokorelasi untuk saluran "WSS" pada dua waktu yang berbeda dihubungkan dalam perbedaan waktu, seperti contoh :

$$R_h(t,s ; \tau,\xi) = R_h(t,t+\eta ; \tau,\xi) \quad (4 - 12)$$

Pada waktu tersebut, fungsi autokorelasi impulse response pada dua waktu t dan $t+\eta$, hanya tergantung pada perbedaan η , yaitu :

$$R_h(t,t+\eta ; \tau,\xi) = R_h(\eta ; \tau,\xi) \quad (4 - 13)$$

Dengan cara yang sama transfer fungsi autokorelasi yang berubah dalam waktu, menjadi :

$$R_T(f,l ; t,s) = R_T(f,l ; \eta) \quad (4 - 14)$$

Dengan menggunakan gambar 4-5 fungsi autokorelasi keterlambatan Doppler $S(\tau,v)$ dapat diketahui dengan :⁹⁾

$$R_S(\tau,\xi ; v,\mu) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R_h(t,s ; \tau,\xi) \exp\{j2\pi(vt-\mu s)\} dt ds \quad \dots\dots\dots(4 - 15)$$

Untuk kanal "WSS", $s-t = \eta$, persamaan (4-15) menjadi :

$$R_S(\tau,\xi ; v,\mu) = \int_{-\infty}^{\infty} \exp\{j2\pi(v-\mu)t\} dt \int_{-\infty}^{\infty} R_h(\eta ; \tau,\xi) \exp(-j2\pi\mu\eta) d\eta \quad \dots\dots\dots(4 - 16)$$

dimana integral yang pertama menyatakan impulse Dirac $v = \mu$.

Kemudian persamaan (4-16) dapat ditulis kembali sebagai :

$$R_S(\tau,\xi ; v,\mu) = \delta(v - \mu) \int_{-\infty}^{\infty} R_h(\eta ; \tau,\xi) \exp(-j2\pi\mu\eta) d\eta \quad \dots\dots\dots(4 - 17)$$

Dengan menerapkan dalil Wiener - Khintchine antara fungsi autokorelasi dengan fungsi daya kerapatan spektrum $P_S(\tau,\xi;\mu)$

⁹⁾ Ibid, hal 13

persamaan (4-17) dapat dinyatakan sebagai :

$$R_S(\tau, \xi ; \nu, \mu) = \delta(\nu - \mu) P_S(\tau, \xi ; \mu) \quad (4 - 18)$$

Kelakuan tunggal yang ditunjukkan oleh fungsi delta pada $\nu = \mu$ maksudnya bahwa pernyataan spektrum pada perbedaan pergeseran Doppler ν adalah tak terkorrelasi (uncorrelated), secara tidak langsung pusat hamburan dari suatu distribusi angular yang tak terkorrelasi pada sumbernya.

4.3.4. UNCORRELATED SCATTERING CHANNEL

Pada beberapa kanal fisik seperti, troposcatter, chaff, pantulan bulan, kanal ini dapat dimodelkan sebagai rangkaian kesatuan "uncorrelated scatterer". uncorrelated scatterer channel yang disebut juga sebagai "US", memperkirakan bahwa gangguan-gangguan yang disebabkan oleh alat difusi elementer dengan berbeda-beda keterlambatan tak terkorrelasi. Hal ini mengandung arti bahwa fungsi autokorelasi $R_h(t, s ; \tau, \xi)$ dan $R_S(\tau, \xi ; \nu, \mu)$ juga dinyatakan dengan suatu fungsi Dirac, tetapi dalam hal ini bukan dari gangguan selisih Doppler tetapi dari keterlambatan.

Penjelasan model matematika untuk fungsi autokorelasi $R_h(t, s ; \tau, \xi)$, dinyatakan oleh persamaan :

$$R_h(t, s ; \tau, \xi) = \delta(\tau - \xi) P_h(t, s ; \xi) \quad (4 - 19)$$

dimana

$$P_h(t, s ; \xi) = \int_{-\infty}^{\infty} R_T(\Omega ; t, s) \exp(-j2\pi\Omega\xi) d\Omega \quad (4 - 20)$$

$P_h(t, s ; \xi)$ menyatakan daya kerapatan spektrum keterlambatan

silang ("Delay cross power density spectrum").

Gambar 4-5 menunjukkan kesamaan antara $R_T(f, l ; t, s)$ dengan $R_h(t, s ; \tau, \xi)$ dan dinyatakan sebagai :¹⁰⁾

$$R_T(f, l ; t, s) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R_h(t, s ; \tau, \xi) \exp\{ j2\pi(ft - l\xi) \} d\xi d\tau \quad \dots \dots (4 - 21)$$

dengan menempatkan $k = \tau - \xi$, dan tetap memperhitungkan persamaan (4-19), persamaan (4-21) menjadi :

$$R_T(f, l ; t, s) = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(k) \exp(-j2\pi fk) dk \int_{-\infty}^{\infty} P_h(t, s ; \xi) \exp\{ j2\pi(f-l)\xi \} d\xi \quad \dots \dots (4 - 22)$$

Untuk $l - f = \Omega$, persamaan (4-22) menjadi :

$$R_T(f, f+\Omega ; t, s) = \int_{-\infty}^{\infty} P_h(t, s ; \xi) \exp(j2\pi\Omega\xi) d\xi \quad (4 - 23)$$

Persamaan (4-23) sesuai dengan persamaan (4-20), dalam hal dimana $R_T(f, f+\Omega ; t, s)$ adalah tetap (stationary) dalam artian luas pada daerah frekuensi. Dengan kata lain korelasi frekuensi tidak hanya tergantung pada perbedaan frekuensi Ω , dan dapat dinyatakan sebagai :

$$R_T(f, f+\Omega ; t, s) = R_T(\Omega ; t, s) \quad (4 - 24)$$

hipotesa "US" memperkirakan bahwa stasioner dalam artian luas pada frekuensi, menunjukkan adanya dekorelasi antara delay (keterlambatan) dan time-domain (kawasan waktu). Uncorrelated scattering channel menyatakan secara tidak langsung bahwa echoes disebabkan oleh sumbernya dengan panjang lintasan yang berbeda adalah tak terkorelasi dalam

¹⁰⁾ Ibid, hal 15

amplitudo.

4.3.5. WIDE SIDE SENSE UNCORRELATED SCATTERING CHANNEL

Jika kondisi stasioner dalam artian luas pada saat itu dan dekorelasi keterlambatan dapat diterapkan secara bersama, kanal jenis tersebut dinamakan "WSSUS". Kanal "WSSUS" merupakan penyebaran yang tak terkorelasi dalam ketrlambatan dan gangguan selisih Doppler. Kebanyakan kanal radio-elektris dapat dinyatakan sifatnya dengan menerapkan hipotesa "WSSUS".

Pernyataan fungsi-fungsi autokorelasi kanal "WSSUS" yang dihubungkan dengan daya kerapatan spektrum adalah sebagai berikut :

$$R_h(t, t+\Delta ; \tau, \xi) = P_h(\Delta, \xi) \delta(\tau - \xi) \quad (4 - 25)$$

$$R_H(f, f+\Omega ; \nu, \mu) = P_H(\Omega, \mu) \delta(\nu - \mu) \quad (4 - 26)$$

$$R_S(\tau, \xi ; \nu, \mu) = P_S(\xi, \mu) \delta(\nu - \mu) \delta(\tau - \xi) \quad (4 - 27)$$

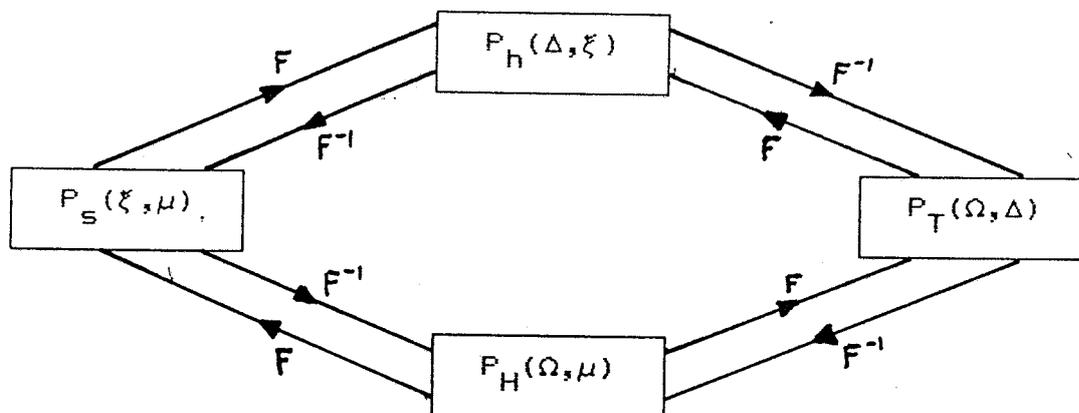
$$R_T(f, f+\Omega ; t, t+\Delta) = R_T(\Omega, \Delta) \quad (4 - 28)$$

Persamaan (4-25) menunjukkan bahwa fungsi autokorelasi $R_h(t, t+\Delta ; \tau, \xi)$ merupakan suatu yang tetap (stasioner) dalam artian luas pada waktu itu dan suatu dekorelasi yang terlambat. Dengan mengambil contoh pada gambar 4-3, dapat dibayangkan suatu alat difusi elementer tak terkorelasi scillant dengan statistik stasioner dalam artian luas.

Fungsi autokorelasi penyebaran Doppler pada waktu keluar $P_H(f, f+\Omega ; \nu, \mu)$ menunjukkan bahwa gangguan selisih

(decalage) Doppler adalah tak terkorelasi dan frekuensinya menyatakan suatu stasioner dalam artian luas.

Untuk yang berhubungan dengan fungsi difusi keterlambatan Doppler, fungsi autokorelasinya memperkirakan dekorelasi yang terlambat dengan gangguan selisih Doppler secara bersamaan. Yaitu bahwa contoh kanal fisik terdiri dari alat difusi elementer yang tak terkorelasi dan non-scillant, untuk keterlambatan dan gangguan selisih Doppler yang berbeda. Model tersebut diperkirakan lebih menggambarkan gejala penyebaran yang dijumpai dalam kanal.



GAMBAR 4 - 6¹¹⁾

KESESUAIAN ANTARA FUNGSI-FUNGSI AUTOKORELASI
UNTUK KANAL "WSSUS"

¹¹⁾ Ibid, hal 17

Fungsi autokorelasi $R_T(f, f+\Omega ; t, t+\Delta)$ pada persamaan (4-28) merupakan hal yang tetap dalam artian luas menurut waktu dan frekuensi. Ciri khas pemakaian hipotesa ini adalah untuk menilai hubungan dari dua pembawa (carrier) yang terpisah.

Pada akhirnya menarik untuk menyajikan kesamaan simetris antara fungsi autokorelasi untuk kanal "WSSUS" seperti yang ditunjukkan pada gambar 4 - 6

BAB V

PENERAPAN KANAL RADIO MOBIL

5.1. MODEL - MODEL KANAL

Perkembangan saat ini dalam sistem radio mobil cellular akan lebih memperhatikan kualitas dari transmisi digital kecepatan tinggi dibawah kondisi frekuensi-selektif fading. Propagasi radio dalam lingkungan radio mobil biasanya dengan cara hamburan dari gedung dan rintangan lain disekeliling mobil. Gelombang radio hamburan ini secara sendiri-sendiri berjalan berbeda panjang lintasannya dan mempertunjukkan kekuatan sinyal yang tergantung dari karakteristik hamburan pancaran kembali dari rintangan. Jadi sebuah sinyal transmisi RF diterima pada mobil penundaannya secara random, diredam dan phasanya digeser untuk setiap lintasan propagasi. Sebagai akibatnya, suatu model yang lebih nyata tentang kanal radio mobil dapat dikembangkan. Suatu permodelan yang memberikan gambaran jelas tentang mekanisme propagasi.

5.1.1. MODEL KANAL ZANDER

Zander menggambarkan kanal sebagai fungsi alih (transfer function) time-varying $H(f,t)$ yang di modelkan sebagai proses stokastik yang tetap. Proses fungsi transfer bergantung pada lokasi dari mobil \bar{r} sebagai pengganti waktu

t, sehingga di dapat :

$$H = H(f, \bar{r}) \quad (5 - 1)$$

dimana f menunjukkan frekwensi. Pada umumnya lokasi \bar{r} adalah vektor tiga dimensi, tetapi Zander membatasi dalam vektor dua dimensi dalam penjelasan posisi \bar{r} , dimana :

$$\bar{r} = \bar{g}(t) \quad (5 - 2)$$

$\bar{g}(t)$ menunjukkan posisi kendaraan pada waktu t.

Dengan menggunakan asumsi geometri untuk memperoleh model stokastik orde ke-dua dari kanal dalam bentuk fungsi transfer, Zander memperoleh moment orde pertama dan ke-dua fungsi transfer. Dari metode yang digunakan oleh Jakes (W.C. Jakes.Ed, MICROWAVE MOBIL COMMUNICATION, New York), yang mempelajari persoalan pada kendaraan yang bergerak dengan kecepatan konstan, yaitu :

$$\bar{r} = \bar{v}_o . t \quad (5 - 3)$$

Pada umumnya situasi dalam komunikasi mobil dapat digambarkan seperti pada gambar 5-1. Kedudukan pemancar T pada \bar{R}_T dan mobil penerima pada posisi $\bar{R}_M(t)$. Umumnya penggambaran lokasi dalam vektor tiga dimensi, tetapi untuk penyederhanaan digunakan vektor dua dimensi, karena semua obyek pada level ground. Panjang gelombang ($\lambda \leq 1m$) cukup kecil jika dibandingkan dengan jarak pemantul disekitarnya, seperti gedung-gedung, bukit dan lain-lain, sehingga pantulannya adalah proses yang berubah arah pada gelombang tersebut. Lokasi dari obyek pantulan yaitu : $\bar{R}_1, \bar{R}_2, \dots, \dots, \bar{R}_N$.

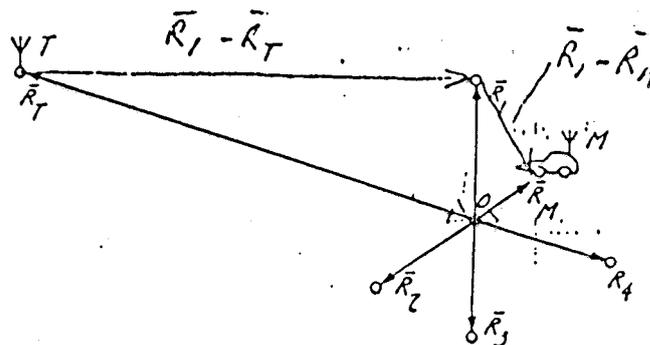
Tiap-tiap pemantul mempunyai satu koefisien pantulan ρ_k , yaitu suatu konstanta harga-kompleks. Kedudukan dari penghambur tidak diketahui dan random, yang dapat di modelkan dengan proses stokastik. Gelombang terima (tanpa gelombang langsung) disusun dari sejumlah N komponen pantulan yang dipantulkan pada posisi \bar{R}_k dengan koefisien pantulan ρ_k . Total kanal fungsi alih didapat :

$$H(\bar{r}, f) = \sum_{k=1}^N \rho_k \exp(-j2\pi f T_k) \quad (5 - 4)$$

dimana T_k adalah waktu tunda (time-delay) untuk lintasan melalui pemantul \bar{R}_k yaitu :

$$T_k = \frac{1}{c} (|\bar{R}_k - \bar{R}_T| + |\bar{R}_k - \bar{R}_M|) \quad (5 - 5)$$

c merupakan kecepatan cahaya.

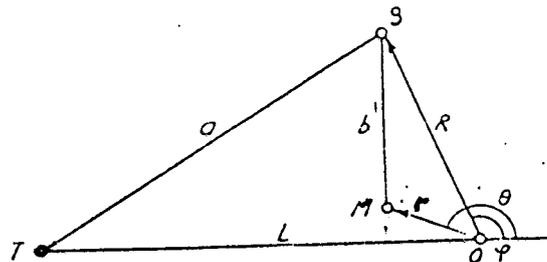


GAMBAR 5 - 1¹⁾

KEDUDUKAN TRANSMISI RADIO MOBIL

¹⁾ J. Zander, "A Stochastic of the Urban Radio Channel",
IEEE Transaction on Vehicular Technology, Tahun 1981

Untuk menetapkan waktu tunda, dapat dijelaskan seperti pada gambar 5-2, dimana kokasi mobil dan pemantul digambarkan dalam koordinat polar (r, θ) untuk mobil, dan (R, φ) khusus untuk pemantul. Pada gambar ditunjukkan sudut θ dan φ , juga pemancar T dengan jarak L. Sifat dari kanal dipelajari, ketika mobil dekat dari pusat O, yaitu :



GAMBAR 5 - 2²⁾

GAMBAR GEOMETRI TRANSMISI RADIO MOBIL

$$L \gg R \gg r \quad (5 - 6)$$

Dengan menggunakan persamaan (5-6), untuk menghitung keterlambatan dari hamburan gelombang oleh penghambur tertentu, yaitu :

$$a \approx L + R \cos \varphi \quad (5 - 7)$$

$$b \approx R - r \cos(\varphi - \theta) \quad (5 - 8)$$

Panjang lintasan total menjadi :

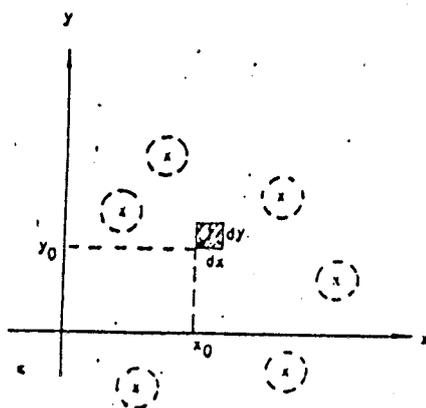
²⁾ Ibid

$$a + b \approx L + R(1 + \cos\varphi) - r\cos(\varphi - \theta) \quad (5 - 9)$$

dan didapat waktu tunda (lambat) total :

$$T = \frac{a + b}{c} \approx \frac{1}{c} \{L - r\cos(\varphi - \theta) + R(1 + \cos\varphi)\} \dots (5 - 10)$$

Dari persamaan (5-10) diatas dapat dilihat bentuk pada sekitar parameter R, pernyataan jarak untuk pemantul pertama pada sudut φ dari pusat. Pendekatannya adalah untuk model r sebagai suatu proses stokastik orde ke-dua dengan parameter φ . Asumsi ini menyebutkan bahwa ada suatu pemantul pada tiap arah φ , tetapi tidak menyebutkan baik atau buruknya pemantul tersebut. Untuk mengatasinya dimodelkan koefisien pemantul $\rho(\varphi)$ sebagai proses stokastik zero mean stationary second-order complex valued, dan merupakan statistik yang independen pada $R(\varphi)$.



GAMBAR 5 - 3^{a)}

PROSES POISSON DUA-DIMENSI

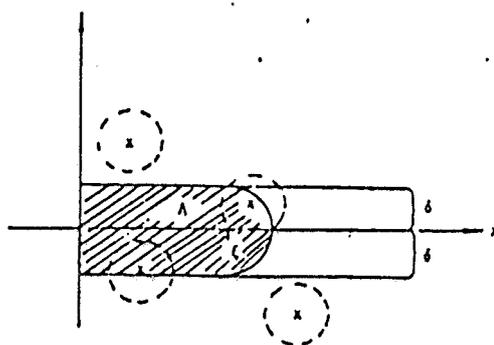
^{a)} Ibid

Suatu point proses Poisson dua-dimensi dimana tiap-tiap point pada proses ini terdiri dari pusat lingkaran obyek pantulan dengan radius δ dan mempunyai intensitas parameter α . Proses tersebut seperti ditunjukkan pada gambar 5-3, mempunyai sifat sebagai berikut :- mempunyai probabilitas pada point (event) dalam daerah yang sangat kecil $[x_0, x_0+dx ; y_0, y_0+dy]$, yaitu :

$$P_r[\text{satu point dalam } [x_0, x_0+dx ; y_0, y_0+dy]] = \alpha dx dy \quad \dots\dots(5 - 11)$$

- mempunyai probabilitas lebih dari satu event = 0, sehingga dapat dihitung probabilitas tanpa point, didapat

$$P_r[\text{tanpa point } [x_0, x_0+dx ; y_0, y_0+dy]] = 1 - \alpha dx dy \quad \dots\dots(5 - 12)$$



GAMBAR 5 - 4⁴⁾

PENENTUAN FUNGSI KERAPATAN $P_R(\xi)$

⁴⁾ Ibid

- sejumlah point pada dua daerah yang non-overlapping adalah independen. Variabel stokastik R , menyatakan jarak sepanjang sumbu- x yang dibatasi dengan garis yang berpotongan dari pusat, lihat gambar 5-4. Batas obyek garis yang berpotongan pada sumbu- x jika dan hanya jika pusatnya terletak di dalamnya didefinisikan sebagai :

$$|y| < \delta \quad (5 - 13)$$

Distribusi F_R pada R yaitu :

$$\begin{aligned} F_R &= p_r [R \leq \xi] \\ &= p_r [\text{ada sedikitnya satu point dalam A}] \\ &= 1 - p_r [\text{tidak ada point dalam A}] \end{aligned} \quad (5 - 14)$$

dimana A menyatakan daerah lingkupan pada gambar 5-4.

Jika A dibagi menjadi N daerah empat persegi panjang yang sangat kecil dengan sisinya berturut-turut dx dan dy , dengan menggunakan persamaan (5-12) dan sifat persamaan (5-13), diperoleh :

$$\bar{F}_R(\xi) = 1 - (1 - \alpha \, dx \, dy)^N \quad (5 - 15)$$

Luas daerah total A adalah :

$$\begin{aligned} 2\delta \cdot \xi + \pi\delta^2 &= N \, dx \, dy ; \text{ maka} \\ dx \, dy &= \frac{2\delta \cdot \xi + \pi\delta^2}{N} \end{aligned} \quad (5 - 16)$$

Substitusi persamaan (5-16) ke persamaan (5-15), didapat

$$\bar{F}_R(\xi) = 1 - \left[1 - \alpha \frac{2\delta \cdot \xi + \pi\delta^2}{N} \right]^N \quad (5 - 17)$$

Untuk $N \longrightarrow \infty$, diperoleh :

$$\bar{F}_R(\xi) = 1 - \exp [- \alpha\delta (2\xi + \pi\delta)] \quad (5 - 18)$$

Persamaan (5-18) di diferensialkan, diperoleh kerapatan probabilitas sebagai berikut :

$$p_R(\xi) = 2\alpha\delta \exp [- \alpha\delta (2\xi + \pi\delta)] \quad (5 - 19)$$

Untuk $\xi \gg \pi/2\delta$ dapat dibuat perkiraan

$$P_R(\xi) \approx 2\alpha\delta \exp [-2\alpha\delta\xi] \quad (5 - 20)$$

Jika $D = \frac{1}{2\alpha\delta}$, akhirnya diperoleh suatu model sebagai berikut :⁵⁾

$$p_R(\xi) = \frac{1}{D} \exp [- \xi/D] \quad (5 - 21)$$

dimana R adalah distribusi eksponensial dengan parameter D. Parameter D adalah jarak rata-rata diantara obyek pantulan. Dapat dicatat bahwa model kanal Zander hanya berhubungan dengan pantulan orde-pertama, yaitu gelombang yang hanya memantul sekali.

5.1.2. MODEL KANAL BAJWA

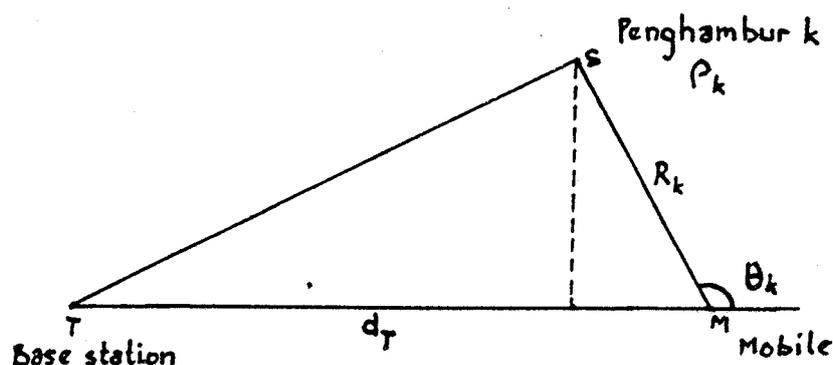
Dalam model yang dipresentasikan oleh Bajwa, hanya memfokuskan dalam statistik echo-delay, dalam bagian simulator pita lebar.

Pantulan tunggal adalah model prinsip dari hamburan dalam model yang sederhana. Setiap penghambur terletak acak, berkelakuan sebagai sumber kedua omnidirectional dari gelombang radio. Koefisien pantulan ρ ditandai untuk setiap penghambur adalah juga didistribusikan secara acak bebas dan

⁵⁾ Ibid

tergantung dalam daerah yang dilingkupinya, tak peduli dari lokasi. Ruang ordinat bersama dari stasiun dasar dan hamburan dalam area kecil serbasama ditetapkan. Kelakuan dynamic lintasan ganda timbul ketika mobil bergerak melintasi sebuah deretan lokasi ruang. Untuk jarak yang amat pendek, kurang dari beberapa ratus kali panjang gelombang angka ρ , dan lokasi dari penghambur tidak berubah. Hal ini terjadi, bila ada perbedaan besar pada pengaruh lingkungan, jadi harus mengeset lokasi acak dan ρ .

Situasi umum untuk penghambur k adalah digambarkan pada gambar 5-5. Sejumlah persamaan 'point' penghamburan disekeliling lokasi mobil pada dua koordinat asal (0,0). Jadi, vektor \bar{R}_k ; $k = 1, 2, 3, \dots, N$, menyatakan jarak dari



GAMBAR (5 - 5)⁵⁾

MODEL GEOMETRI

⁵⁾ A. S. Bajva, "A Simple Stochastic Approach To Wideband Modelling of Multipath Propagation in Mobile Radio Environments"

mobil ke N penghambur dalam setiap lokasi. Setiap hamburan mempunyai koefisien refleksi ρ_k ; $k = 1, 2, 3, \dots, N$ ini adalah konstanta kompleks untuk jarak pendek (200λ). Dua koordinat geometri secara umum diterangkan dalam bentuk polar (R_k, θ_k) untuk penghambur k . Kedua R dan θ adalah proses stokastik dalam model.

Untuk menghitung time-delay τ_k untuk gelombang radio yang datang dari penghambur k , digunakan lintasan geometri dalam point-penghambur model sederhana. Dalam situasi praktis jarak d_T diantara pemancar dan mobil, $d_T \geq R_k$; $k = 1, 2, 3, \dots, N$. karena itu ;

$$\tau_k = \frac{d_T + R_k (1 + \cos\theta_k)}{c} \quad (5 - 22)$$

Echo time-delay τ_k dalam persamaan (5-22) diatas kemungkinan diperoleh ketika proses stokastik R dan θ diketahui.

Di definisikan suatu proses point Poisson dua-dimensi untuk lokasi \bar{R} dari hamburan. Sejumlah rata-rata dari hamburan per-unit area N_A . Hamburan di asumsikan pada suatu lingkaran dengan jari-jari r . Dalam koordinat cartesian, seperti pada gambar 5-6, probabilitas hamburan yang ditempatkan dalam suatu daerah yang sangat kecil ($x, x+dx$; $y, y+dy$) adalah :

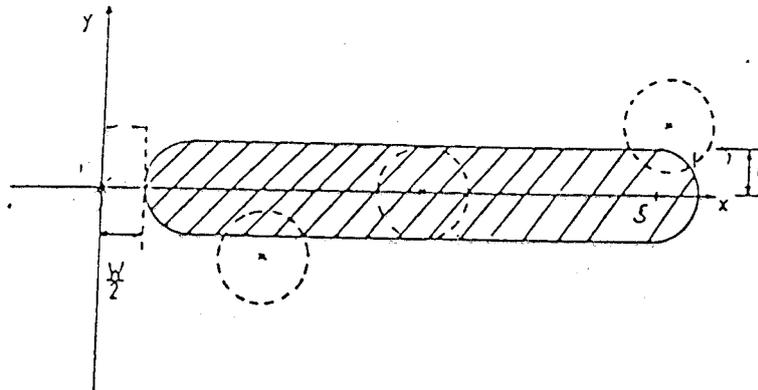
$$P_r [\text{hamburan terletak dalam } (x, x+dx ; y, y+dy)] = N_A dx dy \quad \dots\dots\dots(5 - 23)$$

Dengan definisi, probabilitas lebih dari satu hamburan terletak pada area adalah nol (0), maka probabilitas tanpa

hamburan adalah

$$P_r[\text{tanpa hamburan terletak dalam } (x, x+dx ; y, y+dy)] = 1 - N_A dx dy \dots\dots\dots(5 - 24)$$

Jika R variabel random, yang menyatakan jarak mobil dari pusat koordinat $(0,0)$, dengan memanfaatkan proses yang simetri dapat digunakan arah x seperti pada gambar 5-6.



GAMBAR 5 - 6⁷⁾

LOKASSI RANDOM DUA-DIMENSI DAN PENETAPAN $P_R(R)$

Distribusi $P_R(R)$ diperoleh dengan menetapkan distribusi kumulatif $F_R(R \leq \gamma)$, dianna γ adalah jarak hamburan yang terdekat yang berpotongan dengan sumbu- x pada daerah yang

⁷⁾ Ibid

diarsir, seperti pada gambar 5-6. Dengan membagi area menjadi N_0 elemen $dx dy$, maka didapat persamaan distribusi kumulatif menjadi :

$$\begin{aligned} F_R(R \leq \gamma) &= \int_0^\gamma P_R(R) dR \\ &= P_r[\text{sedikitnya satu hamburan pada area}] \\ &= 1 - P_r[\text{tak ada hamburan}] \end{aligned} \quad (5 - 25)$$

Jumlah hamburan dalam dua area non-overlapping adalah independen pada proses Poisson, oleh karena itu dari persamaan (5-25) dan persamaan (5-24) diperoleh :

$$F_R(R \leq \gamma) = 1 - (1 - N_A dx dy)^{N_0} \quad (5 - 26)$$

Dari gambar 5-6, untuk lebar jalan W daerah yang di arsir adalah $2r\gamma - Wr + 2r^2(\pi - 1)$, sehingga :

$$\begin{aligned} N_0 dx dy &= 2r\gamma - Wr + 2r^2(\pi - 1) \\ dx dy &= \frac{2r\gamma - Wr + 2r^2(\pi - 1)}{N_0} \end{aligned} \quad (5 - 27)$$

Substitusi persamaan (5-27) ke persamaan (5-26), diperoleh :

$$F_R(R \leq \gamma) = 1 - \left[1 - \frac{N_A}{N_0} \{ r(2\gamma - W) + 2r^2(\pi - 1) \} \right]^{N_0} \quad \dots\dots\dots(5 - 28)$$

Untuk $N \longrightarrow \infty$, diperoleh :

$$F_R(R \leq \gamma) = 1 - \exp [-rN_A \{ 2\gamma - W + 2r(\pi - 1) \}] \quad (5 - 29)$$

Persamaan (5-29) di deferensialkan dan dengan menggunakan penaksiran $\gamma \gg \frac{(\pi - 1)}{2r}$, $P_R(R)$ diperoleh :

$$P_R(\gamma) = 2N_A r \exp (-2rN_A \gamma + rN_A W) \quad (5 - 30)$$

Dengan mendefinisikan $D \approx \frac{1}{2rN_A}$ sebagai pemisahan rata-rata diantara hamburan, sehingga didapat fungsi kerapatan yang diinginkan :

$$P_R(\gamma) = \frac{1}{D} \exp \left[\frac{W}{2D} - \frac{\gamma}{D} \right] \quad (5 - 31)$$

Dalam model dua dimensi, mengharapkan koefisien refleksi tergantung ukuran penghambur. Fungsi probabilitas density adalah :

$$p(s) = \begin{cases} \frac{1}{2S_0} \left[1 - \cos \left(\frac{\pi}{2S_0} s \right) \right] & 0 \leq s \leq 2S_0 \\ 0 & s > 2S_0 \end{cases} \quad (5 - 32)$$

Hal ini adalah tepat dalam daerah suburban yang serbasama. Setiap lingkungan kemudian dikarakteristik oleh rata-rata ukuran hamburan S_0 .

Dengan perumpamaan sebuah hubungan langsung diantara S dan ρ , maka :

$$|\rho| = K S \quad (5 - 33)$$

Dan $K = 1 / 2S_0$, menjadi :

$$p(|\rho|) d|\rho| = p(s) ds \quad (5 - 34)$$

diperoleh persamaan :

$$p(|\rho|) = \frac{\pi}{2} \sin(\pi|\rho|) \quad 0 < |\rho| < 1 \quad (5 - 35)$$

Dan persamaan Bajwa untuk model stokastik adalah :⁸⁾

$$p(r) = \frac{1}{D} \exp \left[\frac{W}{2D} - \frac{r}{D} \right] \quad r \geq W/2 \quad (5 - 36)$$

Model stokastik diatas cukup memadai untuk mempelajari statistik pita lebar echo time-delay. Model tersebut dibatasi pada phenomena hamburan orde-pertama dan hanya untuk lingkungan serbasama (homogen). Dari persamaan diatas Bajwa membuat suatu model kanal sebagai berikut :

$$p(\tau) = \frac{c\tau}{D(1 + \cos \theta)} \int_0^{2\pi} p(\theta) \exp \left[\frac{W}{2D} - \frac{c\tau}{D(1 + \cos \theta)} \right] d\theta \quad (5 - 37)$$

5.1.3. Model Kanal Turin

Untuk mendisain eksperimen propagasi lintasan ganda, diperlukan model matematika. Untuk maksud pendahuluan, TURIN manggambar dalam model yang telah digunakan dengan sukses dalam menerangkan propagasi lintasan ganda untuk long-distance melewati ionosphere atau troposphere. Dalam model ini, diharapkan propagasi berkelakuan sebagai linear-filter. Dengan memiliki sebagai berikut :

$\text{Re} \{ s(t) e^{i\omega_0 t} \}$, $t \in (-\infty, \infty)$ adalah pancaran sinyal

$S(\cdot)$ adalah nilai kompleks bentuk gelombang low pass

ω_0 adalah frekuensi carrier

⁸⁾ Ibid

$R_e\{ \rho(t) e^{i\omega_0 t} \}$, $t \in (-\infty, \infty)$ adalah sinyal terima
dimana persamaan :⁹⁾

$$\rho(t) = \sum_{k=0}^{\infty} a_k s(t - t_k) e^{i\theta_k} + n(t) \quad (5 - 38)$$

dimana $n(\cdot)$ noise tambahan pada low-pass. Media propagasi
kemudian diterangkan dengan sejumlah variabel lintasan.

$$\{a_1, a_2, a_3, \dots, t_1, t_2, t_3, \dots, \theta_1, \theta_2, \theta_3, \dots\} = \\ \{a_k, t_k, \theta_k\}_0^{\infty}$$

5.1.4. MODEL KANAL SALEHUDIN

Masih sedikit paper yang diterbitkan tentang model
kanal radio mobil UHF pita lebar, yang berhubungan dengan
perhitungan lingkungan sebagai parameter statistik. Zander
mengemukakan model stokastik berdasarkan pada suatu analisa
optik dimana memberikan alasan yang benar pada band tersebut.
Model kanal Zander meng-asumsikan randomly scintillating dan
distribusi hamburan random dimana hal ini membawa perhitungan
panjang-lintasan tetapi tidak memperhitungkan variasi
intensitas gelombang. Bajwa telah memperbaiki model kanal
Zander dengan memperkenalkan prinsip penyinaran kembali
Huygen (Huygen's reradiation) untuk distribusi random
diskrit dan hamburan scintillating random, yang membawa pada

⁹⁾ G.L. Turin, Fellow, IEEE, F.D. Clapp, Senior Member, IEEE,
Tom L. Johnston, S.B. Fine, Member, IEEE, And D. Lavry

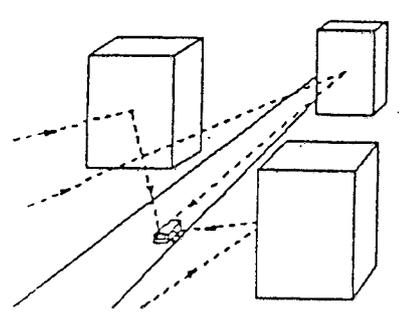
perhitungan variasi intensitas gelombang disebabkan karena perbedaan gelombang. Kedua model diatas tidak menyangkut ketinggian hamburan, jadi merupakan model dua dimensi.

Model kanal Salehudin mengenai model tiga dimensi. Ketinggian hamburan diperkenalkan selengkapnya dengan perhitungan bistatic radar cross-section. Model tersebut menetapkan koefisien pantulan dari hamburan. Data statistik yang berhubungan dengan lingkungan dikutip secara otomatis dari peta survey perlengkapan perang (ordnance survey maps). Model tersebut sebagian besar menyangkut jarak antara hamburan dengan mobil, lokasi sudut hamburan posisi mobil dan permukaan pantulan hamburan yang membawa dalam perhitungan bistatic radar cross-section.

Model tersebut mengemukakan bahwa pantulan tunggal adalah mode prinsip dari hamburan. Tiap-tiap penghambur terdistribusi secara random tetapi sama-sama meluruskan (alligned) pada arah yang sama dalam lingkungan yang serbasama dan kelakuannya sebagai sumber kedua dari gelombang radio. Penghambur dimodelkan sebagai kotak yang mempunyai ketinggian, datar dan permukaan yang relatif halus. Gelombang yang tiba dekat dengan mobil diasumsikan mempunyai polarisasi datar dan vertikal.

Pandangan umum pada situasi hipotesis penghambur ditunjukkan pada gambar 5-7. Vektor $r_k = 1,2,3,\dots,N$ menggambarkan jarak antara mobil dan N hamburan. Tiap-tiap hamburan mempunyai satu atau beberapa koefisien pantulan

ditetapkan dengan perkiraan yang sesuai dari bistatic radar cross-section.



GAMBAR 5 - 7¹⁰⁾

PANDANGAN UMUM PADA HAMBURAN

Hal ini dapat dihitung dengan menggunakan hubungan yang sederhana diantara monostatic dan bistatic cross-section sepanjang permukaan pantulan mempunyai bentuk yang sederhana (lempeng yang rata), cukup luas dibandingkan dengan panjang gelombang kerja dan cukup halus. Pernyataan yang sesuai dari bistatic radar cross-section diberikan dengan persamaan :

$$\rho = \frac{h^2}{\pi} \left[n l \cos\theta \frac{\sin(n l \sin\theta)}{n l \sin\theta} \right]^2 \quad (5 - 39)$$

Hal ini sama dengan monostatic radar cross-section pada suatu lempeng datar dengan suatu aspek sudut θ , dimana 2θ adalah

10) M. Salehudin, G. El Zein, A. Daniel, J. Citerne, "UHF Wideband Mobile Radio Time Domain Channel Parameters Estimation Based on Environment Related Statistical Data"

sudut bistatic untuk arah pemancar dan penerima, h adalah ketinggian dari permukaan hamburan, l adalah lebarnya dan $n = 0, 1, 2, \dots$

Waktu tunda relatif τ_k karena gelombang berasal dari hamburan ke- k dapat dihitung dengan hubungan berikut :

$$\tau_k = \frac{d_k \cos(\phi_k) + \sqrt{\left(\frac{h_k}{2}\right)^2 + d_k^2}}{c} \quad (5 - 40)$$

dimana d_k adalah proyeksi dari r_k pada lantai dengan r_k adalah jarak ke- k antara hamburan dengan penerima, ϕ_k posisi sudut relatif dari hamburan ke- k , h_k ketinggiannya dan c adalah kecepatan cahaya.

Koefisien pantulan dari hamburan ke- k dalam arah penerima diberikan sebagai :

$$\rho_k = \rho \frac{\cos\left(\frac{\theta_k}{2}\right)}{\cos(\phi_k) \cos(\beta_k)} \quad (5 - 51)$$

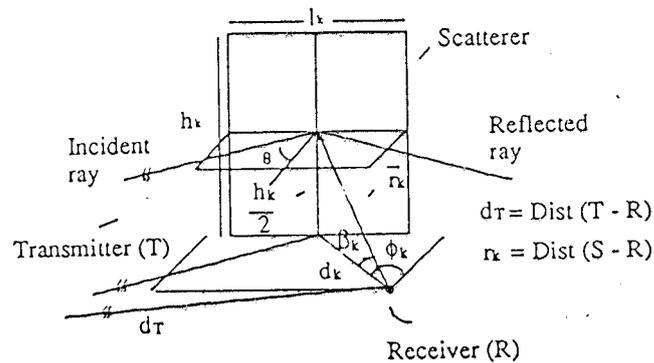
θ_k adalah aspek sudut pada permukaan, f_k dan b_k ditetapkan sebagai posisi sudut relatif hamburan ke- k .

Hal ini memungkinkan bahwa parameter kanal dalam kawasan waktu (time-domain) dapat dihitung secara langsung dari distribusi eksperimen pada r_k , ϕ_k , dan ρ_k dalam bentuk probability density of occupancy sebagai fungsi waktu keterlambatan $p(\tau)$, dimana dinyatakan sebagai :

$$p(\tau) = p(r_k) p(\phi_k) p(\rho_k) \quad (5 - 41)$$

dengan mengemukakan bahwa $p(r_k)$, $p(\phi_k)$, dan $p(\rho_k)$ adalah

independen satu dengan yang lainnya.



GAMBAR 5 - 8¹¹⁾

GEOMETRI HAMBURAN

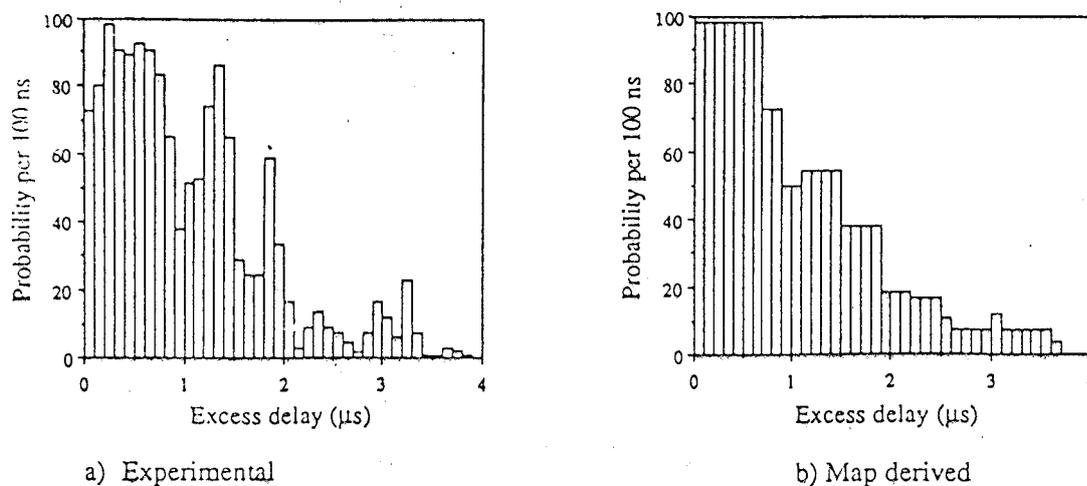
Data statistik yang berhubungan dengan lingkungan dikutip secara otomatis dari ordnance survey maps dengan skala 1:2000, dan diperoleh :

- jarak r hamburan dengan mobil, membawa pada perhitungan kerapatan probabilitas $p(r)$
- posisi sudut ϕ mobil dengan hamburan, membawa distribusi $p(\phi)$

Ketinggian bangunan tidak selalu disebutkan pada peta. Maka, distribusi dari koefisien pantulan $p(\rho)$ dan elevasi hamburan $p(\beta)$, dapat ditetapkan dengan memeriksa letak bangunan. Dengan kata lain h_k dihitung pada tempatnya, dan juga d_k dan

¹¹⁾ Ibid

f_k langsung dikutip dari peta.



GAMBAR 5 - 9¹²⁾

PROBABILITY DENSITY OF OCCUPANCY

Model kanal Salehudin telah di uji terhadap pengukuran statistik kanal diperoleh dari segitiga medan yang dibuat di Rennes, Prancis dalam bentuk probabilitias density of occupancy sebagai fungsi waktu tunda (time-delay). Probabilitias eksperimen berdasarkan pada statistik map-derived dihitung dengan menggunakan persamaan (5-41). Pada gambar 5-9a, menggambarkan eksperimen probability density of occupancy yang sesuai untuk data pada suburban. Sedang pada gambar 5-10b, menggambarkan perhitungan kerapatan

¹²⁾ Ibid

TABEL 2
PERBANDINGAN MODEL-MODEL KANAL

MODEL KANAL	CIRI KHAS
ZANDER	<ul style="list-style-type: none"> - meng-asumsikan randomly scintillating dan distribusi hamburan - membawa pada perhitungan panjang-lintasan - tidak memperhitungkan variasi intensitas gelombang - gelombang hanya memantul kali - model dua dimensi
BAJWA	<ul style="list-style-type: none"> - dengan memakai prinsip penyinaran kembali Huygen (Huygen's reradiation) - memperhitungkan variasi intensitas gelombang - cukup memadai untuk mempelajari statistik pita lebar echo time delay - model dua dimensi
TURIN	<ul style="list-style-type: none"> - model digunakan untuk menerangkan propagasi lintasan jamak untuk long-distance melewati ionosphere atau troposphere
SALEHUDIN	<ul style="list-style-type: none"> - model tiga dimensi - ketinggian hamburan diperkenalkan dengan perhitungan bistatic radar cross-section - menyangkut jarak antara hamburan dengan mobil, lokasi sudut hamburan posisi mobil dan permukaan pantulan hamburan

probabilitas dengan statistik yang berhubungan dengan lingkungan. Suatu pemeriksaan pada kedua distribusi tersebut menunjukkan persesuaian yang baik. Distribusi map-derived nampaknya cocok untuk perhitungan skala kecil dan dapat memperkenalkan ciri-ciri lingkungan. Perbandingan model-model kanal dapat di lihat dalam tabel - 2.

5.2. METODE KARAKTERISASI

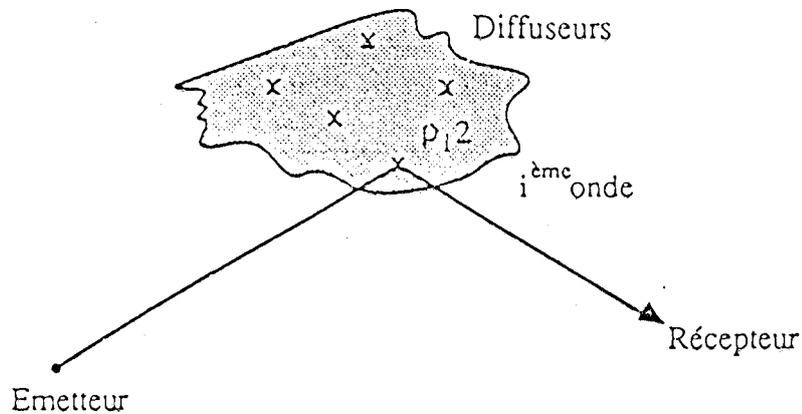
5.2.1. KARAKTERISASI KANAL PADA SKALA KECIL

Propagasi radio mobil dalam daerah perkotaan ditandai terutama dengan pantulan-pantulan atau difusi yang disebabkan oleh berbagai rintangan yang dijumpai oleh gelombang transmisi, sebelum mencapai mobil penerima. Sifat kanal ini menyebabkan sinyal yang diterima mengalami gejala frekuensi selective fading dan dalam ruang ketika mobil penerima berpindah. Dapat dilihat bahwa tingkah laku kanal adalah non-stasionary.

Karakteristik kanal jenis ini adalah sukar diketahui, tetapi hal ini mungkin. Dalam hal ini dapat diterapkan hipotesa stasionary (tetap) selama interval waktu dimana nilai rata-rata sinyal yang diterima secara statistik konstan dan lingkungan relatifnya tidak berubah. Dalam kondisi ini, maka memungkinkan untuk menerapkan hipotesa "WSSUS", dimana kanal diberi model dengan suatu rangkaian alat difusi non-korelasi pada keterlambatan dan gangguan Doppler.

5.2.1.1. Model Kanal dengan Alat Difusi "DISCRET"

Model penghamburan radio mobil dengan alat difusi sederhana dapat disajikan oleh sejumlah besar alat-alat discret seperti ditunjukkan dalam gambar 5-12.



GAMBAR 5 - 10¹³⁾

MODEL KANAL DENGAN ALAT DIFUSI DISCRET

Jika alat-alat difusi itu statis, waktu propagasi gelombang ke- i disebabkan oleh alat difusi i diketahui dengan

$$\tau_i = \frac{d_i}{c} \quad (5 - 42)$$

dimana d_i adalah jarak antara pemancar-alat difusi-penerima dan c adalah kecepatan propagasi dalam kanal.

Dalam kasus propagasi radio mobil, posisi alat difusi berubah oleh pesan (message) kepada penerima yang berpindah

13) M. Salehudin, "Modelisation Statistique Du Canal Radiomobile Large Bande A 910 MHz En Site Urbain", 1989, Hal 18

tempat. Maka gelombang ke-i mengalami keterlambatan yang berubah sewaktu-waktu. Dengan memperkirakan suatu variasi dari susunan pertama, pernyataan linier keterlambatan propagasi dapat dinyatakan oleh :

$$\tau_i' = \tau_i + \left(\frac{d\tau_i}{dt} \right) \quad (5 - 43)$$

$d\tau_i/dt$ tampil seperti suatu kegoncangan fase sinyal yang diterima, berubah menjadi selisih frekwensi disekitar frekwensi pembawa (frequency carrier). Gejala itu diidentifikasi seperti pengaruh Doppler.

Jika sinyal yang dipancarkan dinyatakan dengan $\text{Re}[y(t)\exp(j2\pi f_c t)]$ dan ρ_i^2 sesuai dengan permukaan ke-i alat difusi, maka dapat diambil bentuk sebagai berikut :¹⁴⁾

$$x_i(t) = k \text{Re} \left[\rho_i y(t-\tau) \exp\{ j2\pi f_c (t-\tau_i) \} \right] \dots (5 - 44)$$

Dari persamaan (5-44), terlihat bahwa variasi kecil pada τ_i dapat menyebabkan hilangnya sinyal yang diterima. Kemudian τ_i dapat dinyatakan ebagai jumlah suatu susunan tetap ξ_i dan suatu susunan variabel $\Delta\xi_i$, sehingga :

$$\tau_i = \xi_i + \Delta\xi_i \quad (5 - 45)$$

Susunan $\Delta\xi_i$ berubah caranya jika nilai tetap diketahui antara $-\pi$ dan $+\pi$. Perubahan itu berhubungan dengan kelambatan pembawa, sedangkan ξ_i dengan kelambatan selubung sinyal. Gejala ini terjadi ketika pita yang melalui sinyal adalah

¹⁴⁾ Ibid, hal 19

pada satu bagian lebih besar dari frekwensi variasi selubungnya dan pada bagian lain, adalah jelas lebih kecil dari frekwensi pembawa. Dalam kondisi ini persamaan (5-44) dapat ditulis kembali dengan fungsi ξ_i dan $\Delta\xi_i$, yang menghasilkan :

$$x_i(t) = \text{Re} \left[\rho_i y(t-\xi_i) \exp\{j2\pi f_c(t-\xi_i-\Delta\xi_i)\} \right] \dots (5-46)$$

Dengan memperhatikan perbandingan persamaan (5-43), yaitu karakteristik hilangnya rapid sinyal yang diterima disebabkan oleh perubahan panjang lintasan, persamaan (5-46) menjadi :

$$x_i(t) = k \text{Re} \left[\rho_i y(t-\xi_i) \exp\{j2\pi f_c(t-\xi_i-\Delta\xi_i)\} \exp\{-j2\pi f_c \left[\frac{d\tau_i}{dt} t \right] \right] \dots (5-47)$$

dimana $\exp\{-j2\pi f_c (d\tau_i/dt)t\}$ menyatakan gangguan selisih Doppler dari sinyal yang diterima, disebabkan alat difusi ke-i dan f_c adalah frekwensi pembawa.

Dengan memperkirakan bahwa suatu alat difusi memancarkan suatu sinar tunggal dalam arah penerima dan dengan menempatkan $f_c (d\tau_i/dt)t = \mu_i$, sinyal yang diterima yang disebabkan oleh semua alat difusi dapat dinyatakan oleh:

$$x(t) = k \text{Re} \left[\sum_i \rho_i y(t-\xi_i) \exp \left\{ j2\pi \left[(f_c - \mu_i)t - f_c (\xi_i - \Delta\xi_i) \right] \right\} \right] \dots (5-48)$$

Parameter ρ_i , ξ_i , μ_i , dan $\Delta\xi_i$ adalah sesungguhnya tidak tetap. Jadi, suatu uraian statistik kanal adalah memungkinkan dengan mempertimbangkan kerapatan probabilitas hubungan parameter-parameter itu. Tetapi dalam praktek jenis uraian

ini sukar diwujudkan. Untuk menyederhanakannya, parameter tidak tetap dapat dianggap independen (bebas) dalam keseluruhannya. Maka uraian diberikan oleh kerapatan probabilitas individu dari parameter-parameter tersebut.

Parameter ρ_i , dimana ρ_i^2 menyajikan permukaan dari alat difusi ke-i, dapat diperkirakan independen dari variabel lainnya ξ_i , μ_i , dan $\Delta\xi_i$. Lagipula, kontribusi dari parameter ρ_i yang berasal dari alat difusi lainnya adalah tak terkorelasi. Mengenai parameter gangguan selisih Doppler μ_i , kerapatan probabilitasnya dapat dianggap uniform, terutama untuk suatu model elementer kanal.

Variasi maksimum dari $(2\pi f_c \Delta\xi_i)$ adalah 2π yang sesuai dengan panjang gelombang λ . Jika penerima berpindah tempat dengan kecepatan cukup, maka jelas bahwa besarnya itu berubah sangat cepat dalam waktu. Untuk penerapan tersebut, pemindahan beberapa meter sesuai dengan beberapa puluh λ (a 910 MHz, $\lambda = 32,96$ cm). Maka, dapat diterima perkiraan bahwa kerapatan probabilitas $(2\pi f_c \Delta\xi_i)$ adalah uniform. Variasi keterlambatan $\Delta\xi_i$ juga dianggap independen dan dengan demikian tidak terkorelasi.

Pada permulaan persamaan (5-49), fungsi otokorelasi dengan karakteristik kanal dapat dinyatakan dengan :

$$R_x(t,s) = k \operatorname{Re} \left[\sum_i \langle \rho_i^2 \rangle \langle y(t-\xi_i) y^*(s-\xi_i) \rangle \exp \left\{ j2\pi (f_c - \mu_i) (t-s) \right\} \right] \dots\dots\dots (5 - 49)$$

Karena $y(t)$ adalah penentu, maka $y(t-\xi_i)$ juga demikian. Jika $x(t)$ memenuhi hipotesa dari hal yang tetap (stasioner) dalam artian yang luas, dua contoh "t" dan "s" dapat dihubungkan oleh perbedaan waktu Δ , maka :¹⁵⁾

$$R_x(t, t+\Delta) = k \operatorname{Re} \left[\sum_i \langle \rho_i^2 \rangle \langle y(t-\xi_i) y^*(t+\Delta-\xi_i) \rangle \cdot \exp \{ j2\pi\Delta(f_c - \mu_i) \} \right] \dots\dots\dots (5 - 50)$$

Tingkah laku dispersive dari kanal ditandai, untuk setiap keterlambatan ξ_i dan selisih gangguan Doppler μ_i , oleh permukaan rata-rata alat difusi $\langle \rho_i \rangle$. Alat difusi ini tak terkorelasi dan tampak seperti impulse dalam daerah keterlambatan Doppler untuk kanal "WSSUS".

5.2.1.2. Fungsi Difusi Keterlambatan-Doppler

Dengan mempertimbangkan permukaan rata-rata alat difusi $\langle \rho_i^2 \rangle$ yang ditimbulkan diatas, fungsi difusi kanal dapat ditentukan oleh :

$$\sigma(\xi, \mu) = \sum_i \langle \rho_i^2 \rangle \dots\dots\dots (5 - 51)$$

yang merupakan rata-rata dari semua permukaan elementer yang sesuai dengan keterlambatan $\xi_i = \xi$ dan gangguan selisih Doppler $\mu_i = \mu$.

Dengan memperkenalkan fungsi difusi ini, persamaan (5-50) menjadi :

¹⁵⁾ Ibid, hal21

$$R_x(t, t+\Delta) = k \operatorname{Re} \left[\sum y(t-\xi) y^*(t+\Delta-\xi) \sigma(\xi, \mu) \exp \left\{ j2\pi\Delta(f_c - \mu) \right\} \right] \dots\dots\dots(5 - 52)$$

Dalam praktek, tenaga pemisah alat difusi tergantung pada pemecahan masalah waktu dan menurut frekwensi dari sistim pengukuran. Alat difusi yang ikut menyebabkan keterlambatan ξ yang lebih kecil dari kebalikan pita (band) yang lewat dari sistem itu, tidak dapat dibedakan. Begitu juga, alat difusi yang menghasilkan selisih gangguan Doppler μ yang lebih kecil dari pemecahan (resolusi) frekwensi juga tidak dapat dibedakan. Maka, untuk pemecahan interval waktu khusus, sistem itu melihat semua kejadian dalam bentuk rata-rata keterlambatan dan selisih gangguan Doppler.

Maka, memungkinkan untuk menulis kembali persamaan (5-52) dengan mengganti jumlahnya dengan integral ganda :

$$R_x(t, t+\Delta) = \operatorname{Re} \left[\int_{-\infty}^{\infty} \int y(-\xi) y^*(t+\Delta-\xi) \sigma(\xi, \mu) \exp \left\{ 2\pi\Delta(f_c - \mu) \right\} d\xi d\mu \right] \dots\dots\dots(5 - 53)$$

Kali ini, $\sigma(\xi, \mu)$ dapat dianggap sebagai suatu kerapatan permukaan alat difusi untuk nilai ξ dan μ . Maka, permukaan elementer alat difusi ξ ; $\xi+d\xi$ dan μ ; $\mu+d\mu$ diketahui dengan $\sigma(\xi, \mu)d\xi d\mu$, $d\xi$ dan $d\mu$ yang berturut-turut merupakan pemecahan elementer waktu dan frekwensi sistem itu.

Cara lain untuk mendapatkan persamaan (5-53) dapat diperoleh karena adanya kesesuaian antara fungsi-fungsi otokorelasi sistem itu, seperti ditunjukkan pada gambar (4-8)

Dengan menggunakan persamaan (4-11) dan dengan menerapkan kesesuaian antara $R_h(t,s ; \tau,\xi)$ dan $R_s(\tau,\xi ; \nu,\mu)$, otokorelasi sinyal selubung kompleks yang diketahui oleh :

$$R_z(t,s) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} y(t-\tau) y^*(s-\xi) \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R_s(\tau,\xi ; \nu,\mu) \exp \left\{ j2\pi(\nu t - \mu s) \right\} d\nu d\mu d\tau d\xi \dots\dots\dots (5 - 54)$$

Untuk kanal "WSSUS", penerapan persamaan (4-27) pada persamaan (5-54) memberikan :

$$R_z(t,s) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} y(t-\tau) y^*(s-\xi) \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} P_s(\xi,\mu) \delta(\nu-\mu) \delta(\tau-\xi) \exp \left\{ j2\pi(\nu t - \mu s) \right\} d\nu d\mu d\tau d\xi \dots\dots\dots (5 - 55)$$

Dengan mengetahui bahwa $\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \delta(\nu-\mu) \delta(\tau-\xi) d\nu d\tau = 1$, untuk $\nu = \mu$ dan $\tau = \xi$, dan bahwa $P_s(\xi,\mu)$ adalah sama nilainya (ekwivalen) dengan $\delta(\xi,\mu)$, persamaan (5-55) menjadi :

$$R_z(t,s) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} y(t-\xi) y^*(s-\xi) \delta(\xi,\mu) \exp \left\{ j2\pi\mu(t - s) \right\} d\xi d\mu \dots\dots\dots (5 - 56)$$

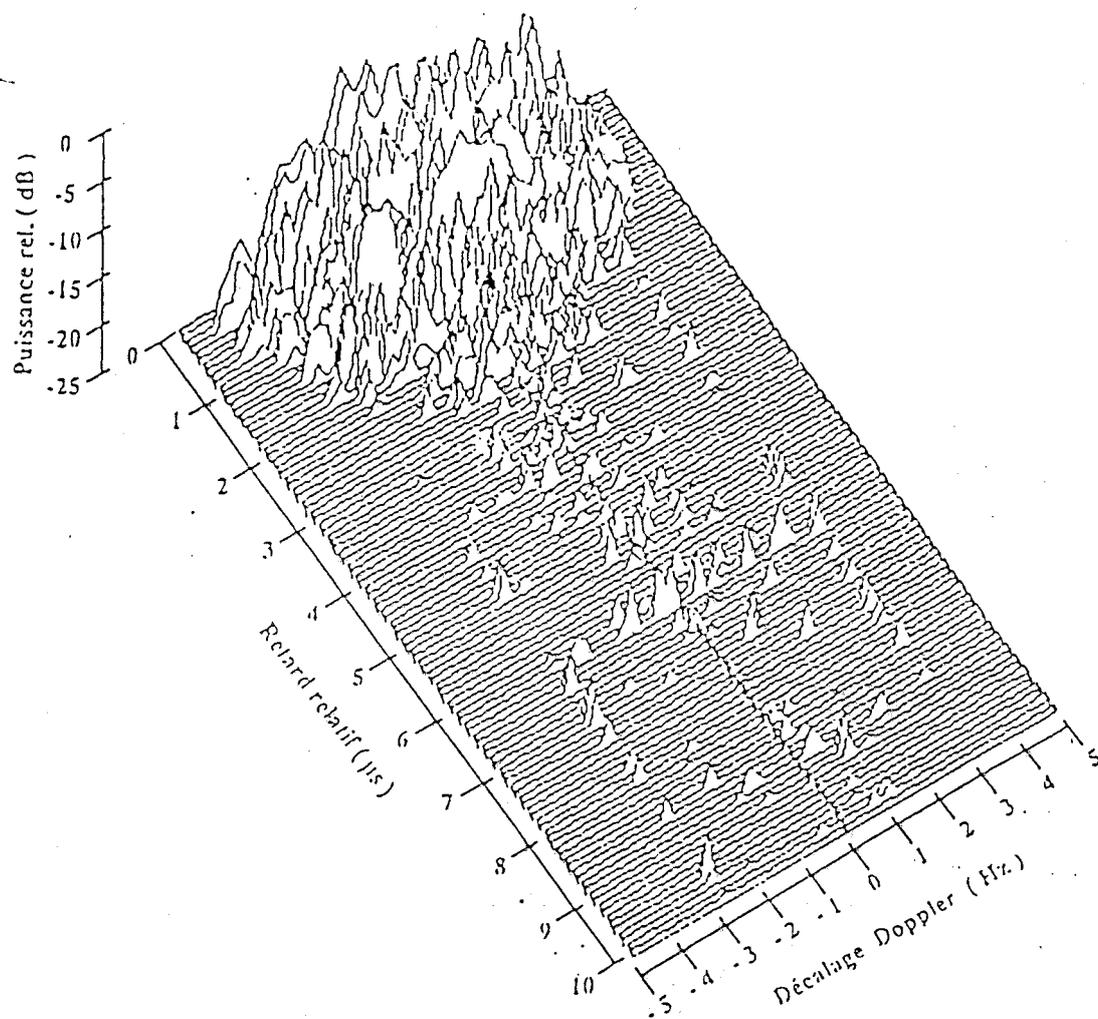
Untuk kanal "WSSUS", $s = t + \Delta$, maka :

$$R_z(t,t+\Delta) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} y(t-\xi) y^*(t+\Delta-\xi) \delta(\xi,\mu) \exp (-j2\pi\mu\Delta) d\xi d\mu \dots\dots\dots (5 - 57)$$

Karena $x(t) = \text{Re} [z(t) \exp (j2\pi f_c t)]$, fungsi otokorelasi $R_x(t,s)$ diketahui dengan :

$$R_z(t,t+\Delta) = \text{Re} \left[\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} y(t-\xi) y^*(t+\Delta-\xi) \delta(\xi,\mu) \exp \left\{ j2\pi\Delta(f_c - \mu) \right\} d\xi d\mu \right] \dots\dots\dots (5 - 58)$$

yang merupakan persamaan (5-53). Hal ini menunjukkan bahwa model kanal pada alat difusi discret dibenarkan oleh karakteristik yang menggunakan fungsi dari difusi keterlambatan Doppler. Maka yang terakhir ini dianggap cukup untuk memberi karakteristik kanal pada lintasan jamak. Jika proses sinyal yang diterima adalah Gaussian, uraian itu merupakan statistik yang komplet (lengkap). Contoh fungsi keterlambatan Doppler yang dihitung pada keluarnya percobaan yang diketahui ditunjukkan pada gambar 5-11.

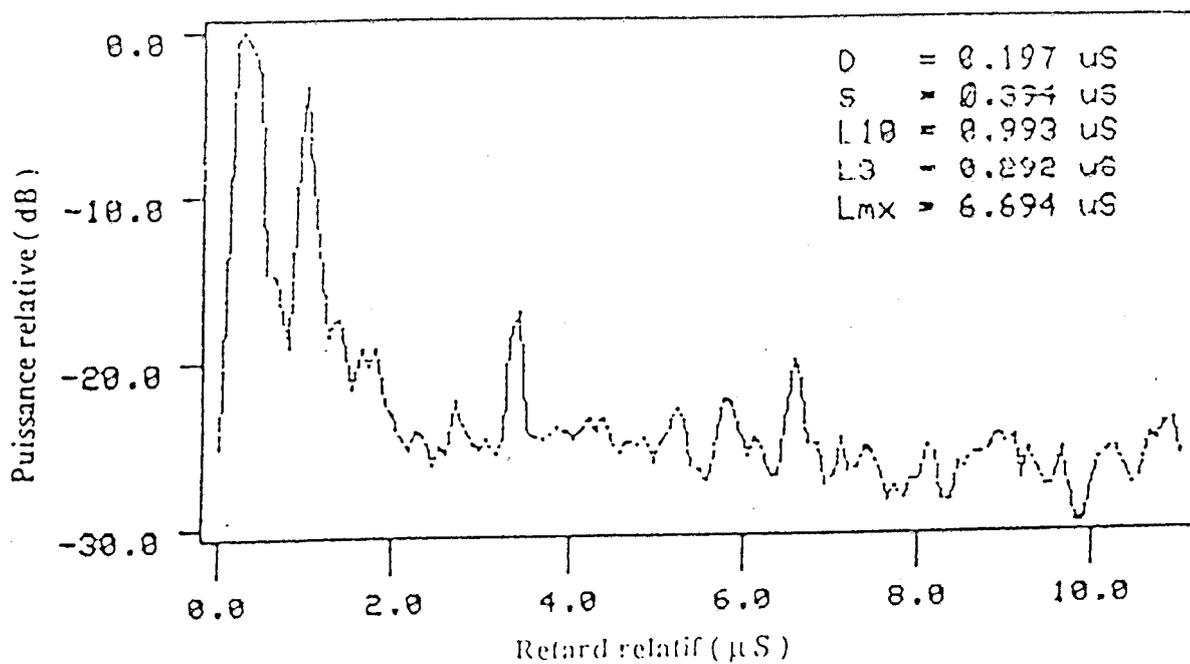
GAMBAR 5 - 11¹⁶⁾

FUNGSI DIFUSI KETERLAMBTAN DOPPLER

¹⁶⁾ Ibid, hal 24

5.2.1.3. Tinjauan Dalam Waktu

Tinjauan dalam waktu tentang kanal menghasilkan penyajian langsung dari impulse response seperti pembagian rata-rata energi terhadap fungsi keterlambatan. Uraian statistik diketahui oleh fungsi otokorelasi $R_h(t, t+\Delta; \tau, \xi)$. Ini merupakan cross daya kerapatan spektrum yang dijumpai dari keterlambatan ("delay cross power spectral density")



GAMBAR 5 - 12¹⁷⁾

PROFIL DAYA RATA-RATA PADA FUNGSI KETERLAMBATAN

¹⁷⁾ Ibid, hal 25

$P_h(\Delta, \xi)$. Jika perbedaan waktu pengamatan sama dengan nol, dengan kata lain, jika $\Delta = 0$, maka $P_h(\Delta, \xi)$ menjadi $P_h(0, \xi) \equiv P(\xi)$. Yang terakhir ini adalah daya kerapatan spektrum keterlambatan yang dapat diukur. Dengan mempertimbangkan $P(\xi)$ sebagai distribusi statistik pada tingkatan echo yang diterima, tingkah laku kanal dapat dinilai oleh taksiran moment statistik, seperti nilai rata-rata dan dispersi (penghamburan) keterlambatan. Parameter-parameter itu sangat berguna untuk konsepsi sistem komunikasi.

Gambar 5-12, menunjukkan gambaran kanal dalam waktu dengan bentuk suatu profil dari daya rata-rata pada fungsi keterlambatan, yang diperoleh pada resultan hasil pengukuran.

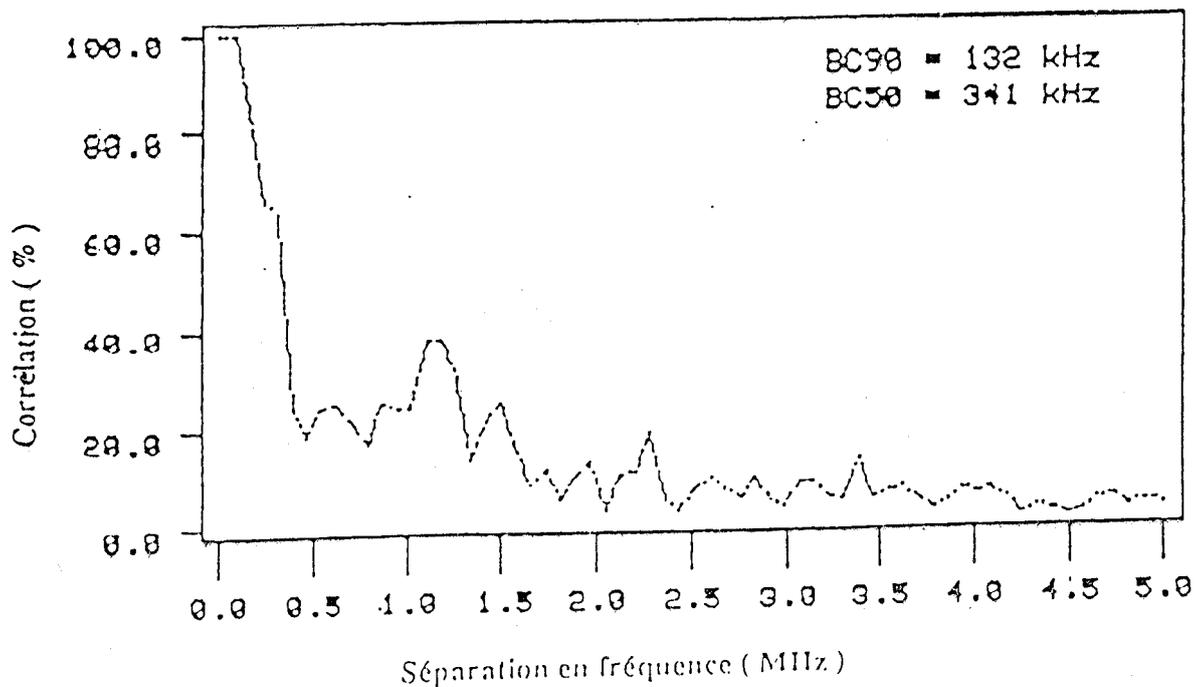
5.2.1.4. Tinjauan Dalam Frekwensi

Tinjauan dalam frekwensi mengamati tentang hubungan antara dua pembawa menuju ke uraian frekwensi tentang kanal. Fungsi transfer yang berubah dalam waktu $T(f, t)$ menunjukkan kanal yang dirangsang oleh suatu input sinusoida. Sementara itu, tingkah laku yang non-stasionary digambarkan oleh $R_T(f, l ; t, s)$ yang merupakan fungsi otokorelasi dari $T(f, t)$.

Gelombang-gelombang yang menjelajahi jalan antara pemancar dan penerima mengalami keterlambatan yang berbeda-beda. Pada dua frekwensi yang cukup terpisah, keterlambatan ini dapat menimbulkan dua sinyal yang diterima dengan statistik yang independen. Perbedaan maksimum antara dua frekwensi yang menghasilkan dua sinyal yang terkorelasi

disebut hubungan pita (band). Pengetahuan tentang parameter itu adalah sangat berguna pada akhirnya, untuk mengevaluasi kerja sistem komunikasi, khususnya yang menggunakan teknik diversity frekwensi.

Uraian frekwensi kanal "WSSUS" adalah mungkin dengan



GAMBAR 5 - 13¹⁸

FUNGSI KORELASI FREKWENSI

¹⁸⁾ Ibid, hal 25

menggunakan hubungan antara $R_T(\Omega, \Delta)$ dan $P_h(\Delta, \xi)$. Keduanya dihubungkan oleh :

$$R_T(\Omega, \Delta) = \int_{-\infty}^{\infty} P_h(\Omega, \Delta) \exp(-j2\pi\Omega\xi) d\xi \quad (5 - 59)$$

Jika $\Delta = 0$, maka $R_T(\Omega, 0) = R_T(\Omega)$ dan $P_h(0, \xi) = P(\xi)$. Maka $R_T(\Omega, \Delta)$ menjadi :

$$R_T(\Omega) = \int_{-\infty}^{\infty} P_h(\xi) \exp(-j2\pi\Omega\xi) d\xi \quad (5 - 60)$$

dalam praktek, penghubung pita ditentukan oleh $R_T(\Omega) = 0,5$. Gambar 5-13 menunjukkan contoh fungsi-fungsi korelasi $R_T(\Omega)$. Fungsi sesuai dengan profil keterlambatan pada gambar 5-12.

5.2.2. KARAKTERISTIK KANAL PADA SKALA BESAR

Pada permukaan-permukaan yang besar, biasanya kanal menjadi non-stasionary dalam waktu. Itu disebabkan karena tidak adanya kesamaan (homogenitas) ruang di lingkungan itu. Maka, karakteristik kanal pada skala kecil tidak dapat diterapkan langsung pada daerah-daerah yang luas, karena hipotesa "WSSUS" tidak berlaku.

Ada dua pendekatan untuk menandai dengan khas kanal pada skala besar. karakteristik itu berdasarkan pada skala kecil, atau pada fungsi-fungsi pembagian global yang disimpulkan langsung dari daerah (zone) yang lebih luas.

Dalam pendekatan pertama, reduksi langsung dari yang diketahui diterapkan pada beberapa parameter statistik dari uraian kanal pada skala kecil. Nilai rata-rata dari dispersi

keterlambatan untuk daerah yang luas (zone besar), mialnya, menghasilkan rata-rata pada saat sama untuk zone kecil "WSSUS".

Dalam pendekatan kedua, fungsi-fungsi penghamburan parameter tidak tetap dari kanal secara langsung diarahkan untuk zone luas dan berseragam secara global. Fungsi-fungsi pembagian sesuai dengan uraian kanal dengan bentuk suatu kerapatan probabilitas multidimensi (berdimensi banyak). Tetapi fungsi itu pada umumnya memperkirakan bahwa tingkah laku kanal menghasilkan proses yang tidak menentu yang sedikit banyak independen dalam keseluruhannya.

5.2.2.1. Uraian Yang Menggunakan Parameter Pada Skala Kecil

Untuk kanal "WSSUS", daya kerapatan rata-rata dari keterlambatan $P_h(\xi)$ pada outputnya diperoleh suatu rangkaian impulse response kanal. Kemudian, dengan menggunakan $P_h(\xi)$, kita dapat menentukan nilai rata-rata keterlambatan d_m dan dispersive s_m . Maka, karakteristik kanal pada skala besar dinyatakan oleh nilai-nilai dari berbagai d_m dan s_m yang diperoleh dengan sejumlah besar zone pada skala kecil.

5.2.2.2. Kerapatan Probabilitas Global

Jika sinyal yang diterima dari lintasan propagasi radio mobil (bandingkan dengan persamaan 5-48), dinyatakan oleh :

$$x(t) = k \operatorname{Re} \left[\sum_i \rho_i y(t-\xi_i) \exp \left\{ j2\pi \left[(f_c - \mu_i)t - f_c(\xi_i - \Delta\xi_i) \right] \right\} \right] \quad \dots\dots\dots(5 - 61)$$

Jelaslah bahwa lingkungan propagasi dapat dinyatakan oleh

parameter-parameter :¹⁹⁾

$$(\rho_i, \xi_i, \Delta\xi_i, \mu_i) ; \rho_i, \xi_i \text{ dan } \Delta\xi_i \in [0, +\infty] ; \mu_i \in [-f_m, +f_m]$$

Maka uraian lengkap tentang kanal diketahui dengan pengetahuan kerapatan probabilitas hubungan antara amplitudo ρ_i , keterlambatan ξ_i , phase ($2\pi f_c \Delta\xi_i$) dan selisih gangguan Doppler μ_i . Pada umumnya, kita dapat menyetujui bahwa phase ($2\pi f_c \Delta\xi_i$) terdistribusi uniform pada $[0, 2\pi]$, dan saling independen. Jadi, hipotesa ini mengurangi keseluruhan parameter dengan (ρ_i, ξ_i, μ_i) .

Untuk karakterisasi pada skala kecil dimana kanal diperkirakan "WSSUS", tiga variabel ini dapat dianggap sebagai variabel bebas yang independen. Maka, uraian kanal dapat diketahui oleh kerapatan probabilitas dengan parameter ρ_i, ξ_i dan μ_i .

Untuk karakterisasi lengkap kanal pada skala besar, hipotesa itu tampaknya terlalu sederhana. Walaupun demikian, Turin dan Suzuki menggunakannya untuk menggambarkan kanal radio mobil dalam kawasan waktu. Dalam hal ini, statistik amplitudo dan keterlambatan disajikan dengan bentuk kerapatan probabilitas dengan menempatkan lintasan dalam interval keterlambatan yang sama dengan pemecahan waktu dari sistem pengukuran. Kemudian, distribusi ini menentukan kerapatan

¹⁹⁾ Ibid, hal 28

probabilitas jumlah lintasan dalam interval yang diketahui.

Turin telah menunjukkan bahwa sejumlah lintasan mengikuti dalil Poisson dengan nilai rata-rata yang ditentukan oleh kerapatan probabilitas penempatan lintasan-lintasan. Hipotesa ini berlaku untuk membuat contoh keterlambatan sebagai variabel bebas yang independen dan secara identik dibagikan kembali. Lebih jauh, Suzuki telah memperhalus model itu yang menggunakan dalil Poisson yang diubah dimana memperhitungkan ketergantungan antara keterlambatan, yang mengakibatkan difusi yang terkorrelasi. Penerapan model tersebut dijumpai dalam simulasi kanal lintasan jamak.

Pada skala besar, uraian kanal yang global tetapi lebih tepat dapat diperoleh dengan mempertimbangkan ketegantungan antara amplitudo-amplitudo dan keterlambatan. Begitu juga, kerapatan probabilitas hubungan antara jumlah lintasan dan selisih gangguan Doppler dapat diperoleh dengan menggunakan fungsi difusi keterlambatan Doppler. Hal itu dapat menentukan distribusi lintasan menurut fungsi sudut kedatangannya.

5.3. TEKNIK PENGUKURAN PARAMETER KANAL RADIO MOBIL

5.3.1. Umum

Tingkah laku suatu saluran pada lintasan ganda dari saluran radio mobil dapat diamati dengan menerapkan beberapa teknik pengukuran. Pilihan teknik tergantung pada aplikasi informasi yang diketahui. Pengukuran saluran radio

mobil dengan pita lebar, misalnya untuk menilai kerjanya sistem transmisi radio mobil dengan adanya gejala lintasan ganda. Dipihak lain, hasil-hasil pengukuran saluran-saluran pita lebar berguna khususnya dalam sistem komunikasi frekwensi multiplex dan dalam sistem penyebaran spektrum, juga dalam mengefektifkan desain dari penempatan repeater dalam konsep radio cellular.

Jawaban atas hal tersebut diatas dalam sistem komunikasi radio mobil pita lebar, dalam beberapa studi telah pernah dilaksanakan. Dalam prakteknya, teknik-teknik pengukuran yang dapat digunakan, dikerjakan dalam daerah waktu dan daerah frekwensi. Ukuran-ukuran ini terutama mengenai statistik selubung dari sinyal yang diterima.

Jika saluran berubah dengan tidak tetap dalam waktu, pengeterapan salah satu metode itu memperbolehkan perkiraan statistika parameter-parameter dari filter yang menyatakan saluran itu. Dalam hal itu ada dua pendekatan untuk pemberian karakteristik statistik saluran itu, yang satu adalah lokal, dan yang lain adalah global.

5.3.2. Teknik Pengukuran Dalam Kawasan Waktu

Pengukuran-pengukuran dalam kawasan waktu pada sistem linear, secara umum digunakan untuk pengukuran impulse response. Keluaran dari suatu sistem linear untuk sinyal masuk yang diketahui dinyatakan oleh pengetrapan teorema konvolusi. Misalnya suatu masukan $X(t)$ dilewatkan pada suatu

sistem dengan impulse response $h(t)$, maka keluaran dari sistem $Y(t)$ adalah :

$$Y(t) = X(t) * h(t) \quad (5 - 62)$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} X(\tau)h(t-\tau) d\tau$$

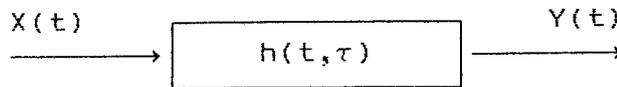
$$= \int_{-\infty}^{\infty} X(t-\tau)h(\tau) d\tau \quad (5 - 63)$$

Secara umum pengukuran dalam kawasan waktu, mempunyai dua metode. Pertama metode waktu perlambatan $h(t,\tau)$ dan yang kedua metode perlambatan Doppler. Tetapi dalam penerapannya metode perlambatan Doppler sulit untuk direalisasikan.

$H(t,\tau)$ adalah merupakan impulse response dari suatu saluran dengan waktu perlambatan. Metode ini dapat dilakukan dengan empat teknik pengukuran yaitu dengan teknik pengiriman pulsa, teknik korelasi, teknik matched filter, dan teknik konvolusi.

Sekarang kita mempertimbangkan suatu saluran transmisi yang ditunjukkan pada gambar 5-14. Jika $X(t)$ menyatakan selubung kompleks dari sinyal masuk, dan selubung kompleks dari jawaban impulsif filter yang menyatakan kanal diketahui dengan $h(t,\tau)$, maka sinyal keluaran dari filter dapat diuraikan dengan :

$$Y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} X(t-\tau)h(t,\tau) d\tau \quad (5 - 64)$$

GAMBAR 5 - 1420²⁾

REPRESENTASI SALURAN TRANSMISI DALAM
RUANG WAKTU PERLAMBATAN

Pengukuran impulse response bandpass dapat dimodelkan dalam suatu sistem linear seperti ditunjukkan dalam gambar (5-15) Bila sinyal input $s^a(t) = s(t)\cos \omega_0 t$, adalah sinyal dari modulator pembalikan fase dalam pemancar, dan $s(t)$ adalah sekuen acak semu yang dibangkitkan dengan register geser dengan fungsi otokorelasi :

$$R_s = \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} s(t)s(t-\tau) dt \quad (5 - 65)$$

Bila filter pada pemancar dan penerima sama dan mempunyai impulse response $b^a(\tau)$ yang tak berubah terhadap

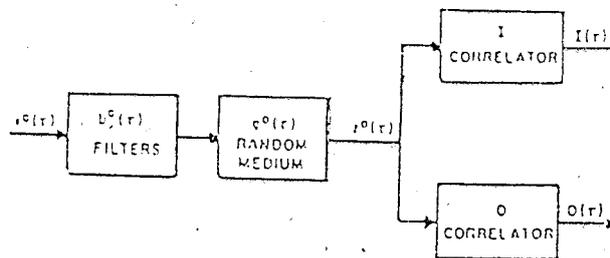
20) Ibid, hal 6

waktu. Impulse response dari saluran lintasan ganda yang acak seperti lintasan propagasi antara stasiun dan mobil pada suatu tempat diidentifikasi dengan $g^a(\tau)$, maka input dari penerima korelator, $z^a(t)$ adalah :

$$z^a(t) = s^a(\) * b^a(\) * g^a(\)$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} b^a(v-u) g^a(u) s^a(t-v) du dv \quad (5 - 66)$$

dimana * tanda konvolusi.



GAMBAR 5 - 15

REPRESENTASI SISTEM LINEAR UNTUK PENGUKURAN
PROPAGASI LINTASAN GANDA

Bila frekwensi tengah dari filter w_0 seperti pada gambar (3.3), maka dapat dibuat pendekatan untuk $b^a(\tau)$ dan $b^a(\tau) * g^a(\tau)$ dan :

$$b^a(\tau) = 2 \operatorname{Re} [b^*(\tau) \exp(jw_0 \tau)]$$

$$= 2b_x(\tau) \cos(w_0 \tau) + 2b_y(\tau) \sin(w_0 \tau)$$

$$g^a(\tau) = 2 \operatorname{Re} [g^*(\tau) \exp(jw_0 \tau)]$$

$$= 2g_x(\tau) \cos(w_0 \tau) + 2g_y(\tau) \sin(w_0 \tau) \quad (5 - 67)$$

dimana :

$$b(\tau) = b_x(\tau) + jb_y(\tau) \quad (5 - 68)$$

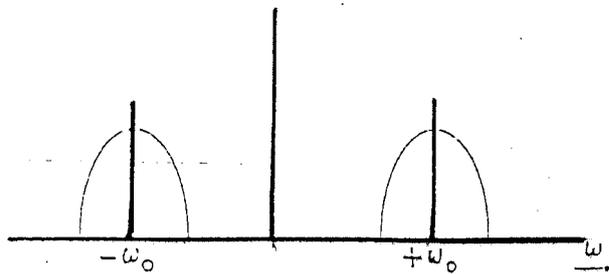
$$g(\tau) = g_x(\tau) + jg_y(\tau)$$

dan * adalah konyugate kompleks.

Bila $\omega_0 = 2\pi f_0$ pada sinyal masukan, maka keluaran dari korelator adalah :

$$I(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T z^a(t) s(t-\tau) \cos \omega_0 t dt \quad (5 - 69)$$

$$Q(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T z^a(t) s(t-\tau) \sin \omega_0 t dt$$



GAMBAR 5 - 16

FUNGSI TRANSFER FILTER BANDPASS

Persamaan (5-66) disubstitusikan ke persamaan (3-69) diperoleh

$$I(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} b^a(v-u) g^a(u) \left[(\cos \omega_0 v / 2T) \int_0^T s(t-v) s(-\tau) dt \right] du dv$$

$$= (1/2) \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} b^a(v-u) g^a(u) R_s(\tau-v) \cos(\omega_0 v) du dv \dots (5 - 70)$$

dimana ;

$$\begin{aligned}
 R_s(\eta) &= (1/T) \int_0^T s(w)s(w-\eta) dw \\
 &= (1/T) \int_{\alpha+\delta}^{T+\delta} s(w)s(w-\eta) dw \quad (5 - 71)
 \end{aligned}$$

untuk seluruh δ . Selanjutnya substitusikan representasi bandpass dari persamaan (5-67) ke persamaan (5-70) diperoleh:

$$\begin{aligned}
 I(\tau) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} [b_x(v-u)g_x(u) - b_y(v-u)g_y(u)] R_s(\tau-v) du dv \\
 &= R_e \left[\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} b(v-u)g(u) R_s(\tau-u) du dv \right] \\
 &= R_e [b(\) * g(\) * R_s(\)] \quad (5 - 72)
 \end{aligned}$$

Dengan cara yang sama dapat ditunjukkan :

$$\begin{aligned}
 Q(\tau) &= \text{Im} \left[\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} b(v-u)g(u) R_s(\tau-v) du dv \right] \\
 &= \text{Im} [b(\) * g(\) * R_s(\)] \quad (5 - 73)
 \end{aligned}$$

Ini dapat didefinisikan secara sederhana sesuai dengan teorema konvolusi :

$$P(\) = b(\) * R_s(\) \quad (5 - 74)$$

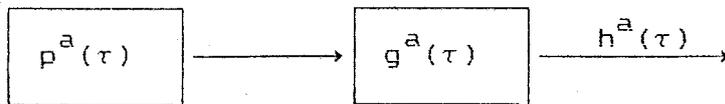
Selubung dari impulse response :

$$\begin{aligned}
 E^2(\tau) &= I^2(\tau) + Q^2(\tau) \\
 &= \left\{ R_e \left[\int_{-\infty}^{\infty} g(w)p(\tau-w) dw \right] \right\}^2
 \end{aligned}$$

$$+ \left\{ \text{Im} \left[\int_{-\infty}^{\infty} g(w) p(\tau-w) dw \right] \right\}^2$$

$$= \left| \int_{-\infty}^{\infty} g(w) p(\tau-w) dw \right|^2 = |g(\cdot) * p(\cdot)|^2 = |h(\tau)|^2 \dots\dots(5 - 75)$$

Besaran kwadrat selubung kompleks dari keluaran sistem linear ini diilustrasikan dalam gambar 5 - 17, dimana $p(\tau)$, $g(\tau)$ dan $h(\tau)$ adalah selubung kompleks bandpass dari $p^a(\tau)$, $g^a(\tau)$, dan $h^a(\tau)$.



GAMBAR (5 - 17)

REPRESENTASI PENGUKURAN PROPAGASI LINTASAN
GANDA DARI SISTEM LINEAR YANG SEDERHANA

5.3.3. Teknik Pengukuran Dalam Kawasan Frekuensi

Pengukuran-pengukuran dalam kawasan frekwensi, secara umum digunakan untuk pengukuran fungsi transfer dari saluran. Ada dua metode dalam pengukuran dalam kawasan frekwensi, pertama metode frekwensi waktu $F(f,t)$ dan yang kedua metode frekwensi Doppler. Dalam realisasinya metode frekwensi Doppler sulit juga untuk direalisasikan.

Analisa karakteristik frekwensi dari saluran adalah dengan menggunakan suatu fungsi $H(f,v)$ yang merupakan dual

dari impulse response $h(t,\tau)$. Fungsi ini menghubungkan spektrum sinyal keluar menurut teorema konvolusi di daerah frekwensi. Karakteristik transmisi diuraikan dengan variabel frekwensi dan gangguan.

Jika $X(f)$ adalah sinyal masuk dari spektrum selubung kompleks, maka sinyal keluar dinyatakan dengan :

$$Y(f) = \int_{-\infty}^{\infty} Y(f-v)H(f-v,v) dv \quad (5 - 76)$$

dimana : variabel v adalah pengaruh efek Doppler yang dijumpai dalam saluran.

Dengan adanya jawaban impulsif $h(t,\tau)$ pada kawasan waktu yang memberi gambaran dari gejala lintasan ganda, fungsi $H(f,v)$ menggambarkan tingkah laku saluran menurut pengaruh Doppler.

Fungsi $H(f,v)$ menghubungkan spektrum sinyal masuk dan spektrum sinyal keluar dengan cara identik dengan $h(t,\tau)$ yang menghubungkan sinyal masuk dan sinyal keluar dalam daerah waktu.

$H(f,v)$ disebut fungsi penyebaran Doppler pengeluaran (output Doppler spread function).

5.4. SIMULATOR KANAL RADIO MOBIL

Apabila karakteristik medium lintasan jamak diketahui dengan baik, pemancar dan penerima dapat di disain supaya "match" sesuai dengan kanal dan untuk mengurangi pengaruh

gangguan-gangguan yang terdapat pada medium tersebut.

Dua buah persoalan yang muncul :

- 1) karakteristik kanal dan permodelan kanal dan
- 2) pemakaian model tersebut untuk mendisain pemancar dan penerima yang benar.

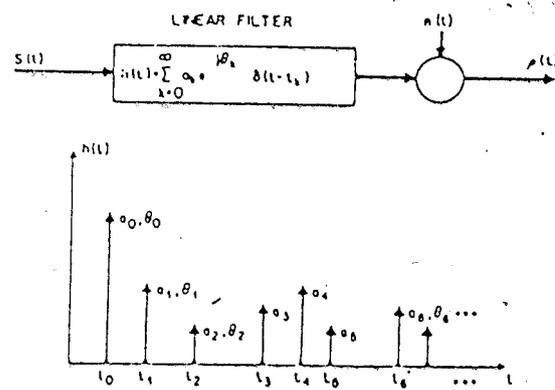
Persoalan 1) dipecahkan dengan melakukan pengukuran beberapa kali untuk mengenali karakter medium dan membuat model kanal yang pas berdasar data-data pengukuran diatas. Untuk masalah ke-2) dilakukan dengan membuat simulasi model kanal dalam komputer digital dengan mengemukakan ramalan, melalui simulasi komputer response dari kanal terhadap beberapa sinyal kirim. Beberapa model simulasi kemudian dapat digunakan untuk dikemukakan dalam perbandingan sistem yang berbeda-beda dan dipilih satu yang terbaik. Dengan simulasi tersebut, dapat mengurangi biaya uji coba sistem dilapangan.

5.4.1. SIMULATOR KANAL RADIO MOBIL PITA LEBAR

Model matematika untuk simulasi ini telah diajukan oleh Turin. Turin memodelkan kanal sebagai filter linier dengan response impulse nilai-kompleks, sebagai :

$$h(t) = \sum_{k=0}^{\infty} a_k \delta(t - t_k) \exp(j\theta_k) \quad (5 - 77)$$

Persamaan diatas adalah model pita-lebar dengan keutamaan sifat umumnya, dimana bisa untuk mendapatkan response kanal terhadap seluruh sinyal $s(t)$, dengan meng-konvolusikan $s(t)$ dengan $h(t)$. Model matematika kanal ini diperlihatkan pada

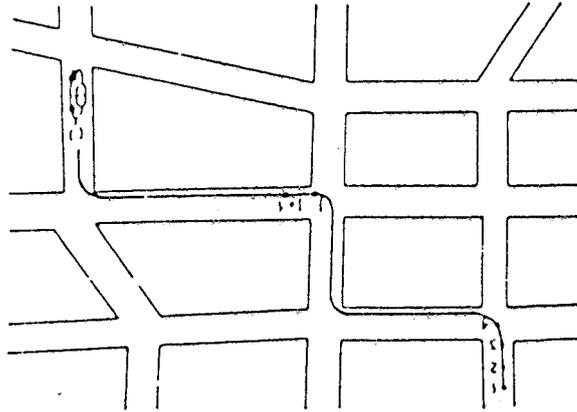
GAMBAR 5 - 18²¹⁾

MODEL MATEMATIKA UNTUK SIMULASI

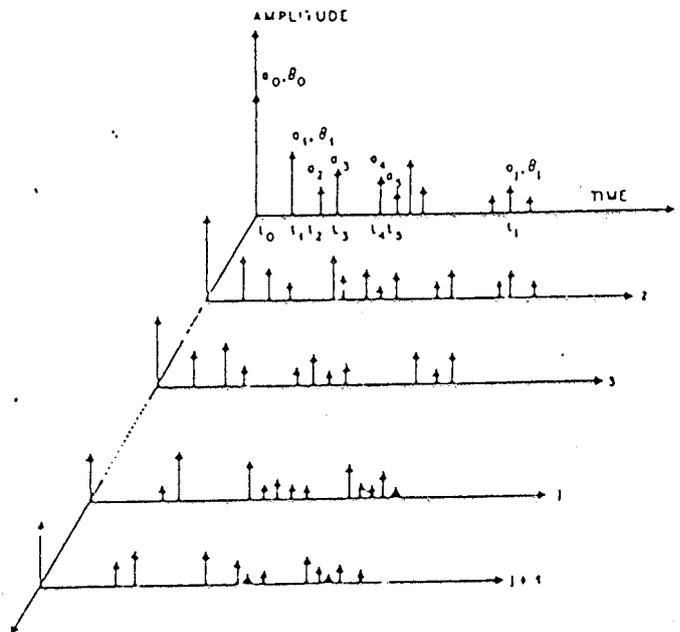
gambar 5-18. Dengan model ini, medium propagasi dapat di karakteristikkan oleh sekumpulan amplitudo lintasan $\{a_k\}_0^\infty$, waktu kedatangan lintasan $\{t_k\}_0^\infty$, phase lintasan $\{\theta_k\}_0^\infty$, dan tambahan noise $n(\cdot)$.

Teknik simulasi berdasarkan pada percobaan hipotesis yang ditunjukkan pada gambar 5-19, dan gambar 5-20. Untuk setiap titik pada gambar 5-19 memberikan : 1) sekumpulan waktu-datang $\{t_k\}$, 2) sekumpulan amplitudo $\{a_k\}$, dan 3) sekumpulan phase $\{\theta_k\}$. Yang diinginkan adalah memperoleh

21) H. Hashemi, "Simulation of the Urban Radio Propagation Channel", IEEE Trans. Tech., Vol. V.T 28, 1979

GAMBAR 5 - 19²²⁾

EKSPERIMEN HIPOTESIS UNTUK SIMULASI

GAMBAR 5 - 20²³⁾

URUTAN-URUTAN PROFIL UNTUK EKSPERIMEN HIPOTESIS

22) Ibid

23) Ibid

program simulasi yang memberikan profil lintasan jamak dengan mempunyai statistik sedekat mungkin pada ketentuan secara empiris, yang meliputi korelasi spasial pada variabel lintasan dari profil spasial terdekat, korelasi waktu variabel didalam profil yang sama, dan pergeseran daerah kecil dan daerah besar pada statistik medium.

5.4.1.1. Simulasi Waktu-Kedatangan

Simulasi ini berdasarkan pada model versi discret yang telah dipelajari oleh Suzuki dengan modifikasi yang lengkap. Ini adalah proses bercabang seperti ditunjukkan pada gambar 5-21. Sumbu waktu excess-delay dengan titik pusat pada delay line-of-sight (LOS), dibagi-bagi dalam lamanya interval $\Delta = 100$ ns, disebut "bins". Peluang terjadinya sebuah lintasan pada bin i , P_i diberikan sebagai berikut :

$P_i = \lambda_i$; jika tidak ada lintasan pada ke-($i-1$) bin,

$P_i = K\lambda_i$; ada sebuah lintasan pada ke-($i-1$) bin,.....(5 - 78)

dimana probabilitas kejadian lintasan λ_i berkaitan dengan probabilitas kejadian lintasan empiris r_i , yaitu :

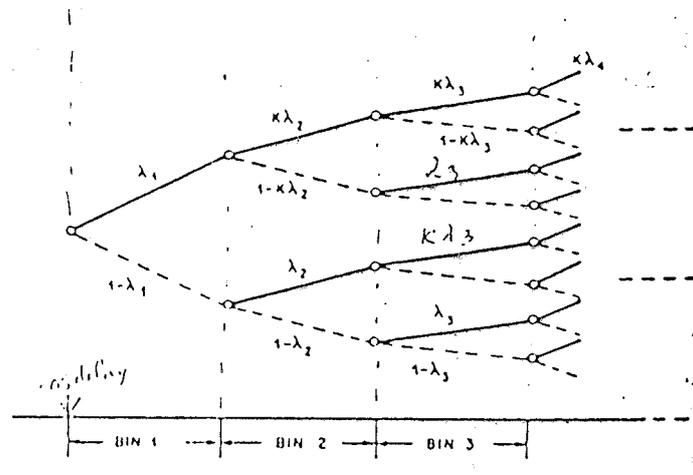
$$\lambda_i = r_i$$

$$\lambda_i = \frac{r_i}{(K-1)r_{i-1} + 1} \quad (i \neq 1) \quad (5 - 79)$$

Harga K diperoleh dari data oleh Suzuki, yaitu dengan menggunakan teknik optimasi dengan meminimalkan nilai mean square error (kesalahan kwadrat rata-rata) distribusi jumlah-lintasan diantara percobaan dan teoritis (model Δ - K). Distribusi diperoleh dengan menjalankan lintasan pada N bins

pertama, dimana $N = 5, 10, 15, 20, 25, 30$; untuk tiap-tiap persoalan suatu nilai K yang optimal diperoleh.

Pada model yang dijelaskan probabilitas kejadian lebih dari sebuah lintasan dalam bin yang sama tidak perlu diperhatikan. Asumsi ini sesuai dengan prosedur pengujian, mengingat akan batasan-batasan lebar-pita pada pesawat penerima (10 MHz, memberikan resolusi $0,1 \mu s$), dua atau lebih lintasan yang datang dengan 100 ns akan bergabung, sehingga yang diamati hanya lintasan tunggal.



GAMBAR 5 - 21²⁴⁾

MODEL Δ -K : WAKTU DISKRET

Pada simulasi nilai K dari Suzuki, yang merupakan fungsi dari "jumlah N bins" diubah dengan parameter baru K_1

²⁴⁾ Ibid

yagn merupakan fungsi "jumlah bin" i . Parameter baru tersebut diperoleh dengan melakukan perbandingan distribusi jumlah lintasan yang disimulasikan dalam beberapa $K_i^!$ yang berbeda dengan distribusi jumlah lintasan eksperimen. Modifikasi ini, membuat program simulasi tersebut mampu dijalankan pada seluruh angka bins tiap profil tanpa perlu mengubah parameter-parameter input.

Proses bercabang pada gambar 5- 21 , selanjutnya dimodifikasi untuk mempertimbangkan korelasi spasial pada waktu-kedatangan. Hal ini dilakukan dengan menambah (mengurangi) probabilitas lintasan pada bin ke- i , yaitu urutan-urutan kedatangan lintasan bila ada (tidak ada) lintasan pada bin ke- i dari urutan sebelumnya. Lebih jelasnya, persamaan (5-78) dimodifikasikan kedalam :

$$P_i = \alpha(d)\lambda_i \quad (5 - 80a)$$

apabila ada lintasan pada bin ke- i dari profil ke- $(m-1)$, tetapi tidak ada lintasan pada $(i-1)$ bin dari profil ke- m ;

$$1 - P_i = \alpha(d)K_i^! \lambda_i \quad (5 - 80b)$$

apabila ada lintasan pada bin ke- i dari profil ke- $(m-1)$, dan pada bin ke- $(i-1)$ dari profil ke- m ;

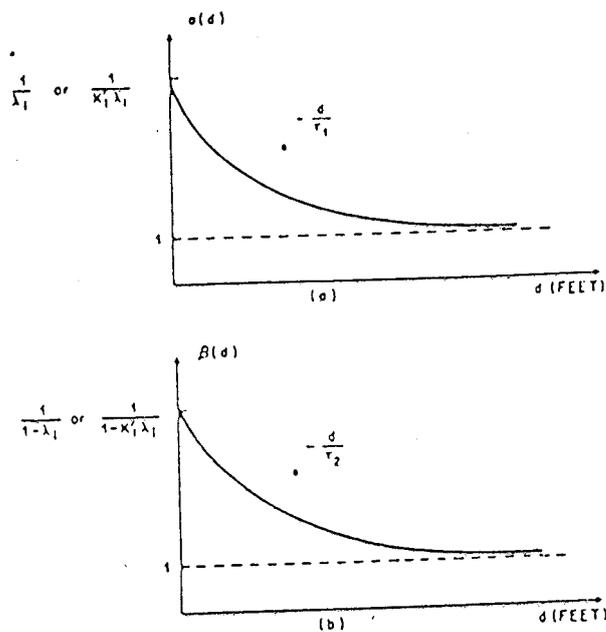
$$1 - P_i = \beta(d)(1 - \lambda_i) \quad (5 - 80c)$$

apabila tidak ada lintasan pada bin ke- i dari profil ke- $(m-1)$, dan tidak ada lintasan pada bin ke- $(i-1)$ dari profil ke- m ;
dan

$$1 - P_i = \beta(d)(1 - K_i^! \lambda_i) \quad (5 - 80d)$$

jika tidak ada lintasan pada bin ke- i dari profil ke- m ,

tetapi ada lintasan pada bin ke-(i-1) dari profil ke-m. Disini d adalah jarak antara sampel-sampel, $\alpha(d)$ dan $\beta(d)$ fungsi penurunan d untuk mengatur derajat korelasi spasial pada urutan kedatangan-lintasan (path-arrival). Dengan mengulang-ulang percobaan program simulasi tersebut, terlihat bahwa suatu bentuk eksponensial $\alpha(d)$ dan $\beta(d)$ memenuhi program tersebut, yaitu memungkinkan dalam menentukan korelasi profil terdekat (dalam ruang) dan tetap mempertahankan



GAMBAR 5 - 22²⁵⁾

PENGGANDAAN KORELASI UNTUK WAKTU KEDATANGAN (a) $\alpha(d)$ (b) $\beta(d)$

25) Ibid

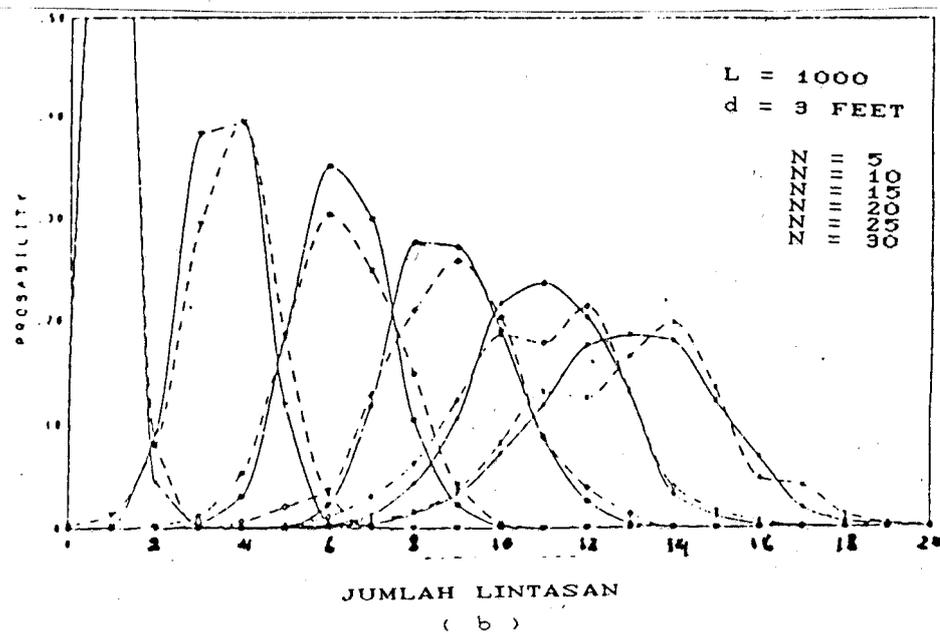
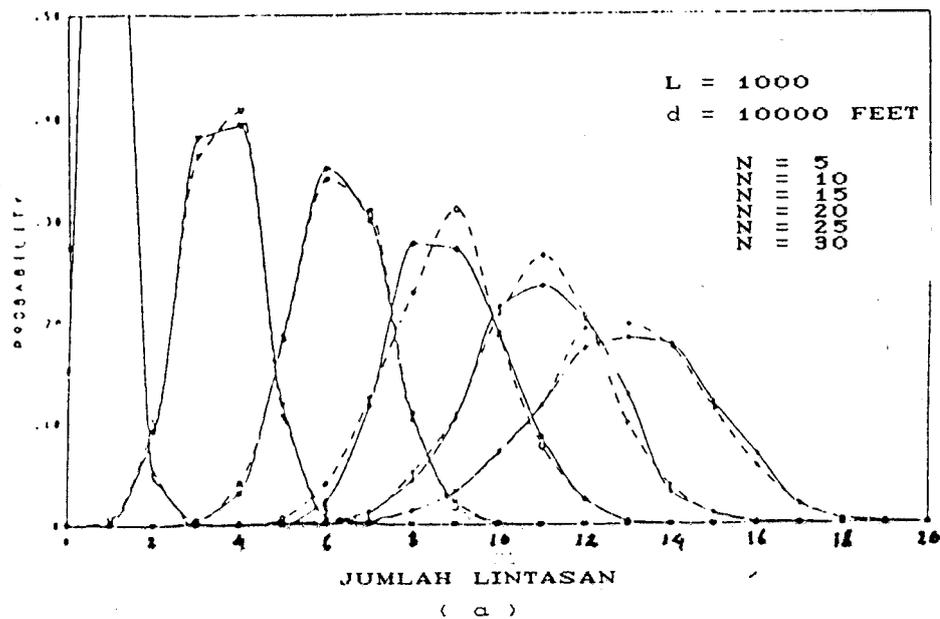
distribusi pengujian global pada daerah yang luas. Parameter $\alpha(d)$ dan $\beta(d)$ ditunjukkan pada gambar 5-22, dengan nilai $\alpha(0)$ dipilih pada saat P_i dari persamaan (5-80a) dan (5-80b) sama dengan 1, dan $\beta(0)$ pada saat $1-P_i$ pada persamaan (5-80c) dan (5-80d) sama dengan 1. Hasil yang diinginkan diperoleh ketika τ_1 dan τ_2 diatur pada 20 ft, yang dikaitkan dengan jarak korelasi khusus dari kuat lintasan yang didapat dari Suzuki. Akan tetapi, hal ini adalah parameter sistem yang dapat dengan mudah diubah pada model simulasi akhir.

Dengan menggunakan model modifikasi kedatangan-lintasan yaitu dengan membangkitkan urutan-urutan kedatangan-lintasan 0 dan 1 sesuai dengan proses bercabang pada gambar 5-21, dimana 1 memperlihatkan adanya lintasan dan 0 tidak adanya lintasan pada bin yang diberikan.

Untuk meng-evaluasi kelakuan model simulasi tersebut, dengan menghasilkan perluasan set dari distribusi jumlah-lintasan (seperti probabilitas pengamatan beberapa n lintasan dalam N bins) dan kurva probabilitas kedudukan (misal probabilitas pengamatan suatu lintasan dalam suatu bin). Hasil untuk daerah B, kanal 2 diperlihatkan pada gambar 5-23 dan 5-24, yang disamakan dengan hasil percobaan. Pada gambar tersebut L menyatakan jumlah profil yang dihasilkan, d jarak antar sampel (cuplikan), dan N menyatakan angka bin yang dipakai dalam menghitung bilangan distribusi lintasan. Walaupun penyajian distribusi jumlah-lintasan digambarkan dalam bentuk kurva, tetapi hal ini dimaksudkan hanya pada

harga yang interger.

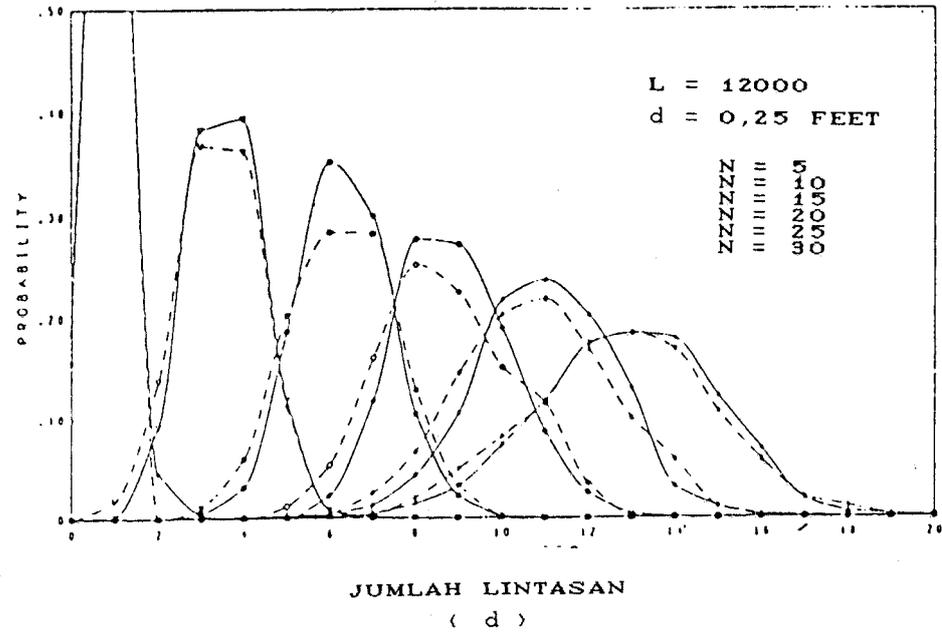
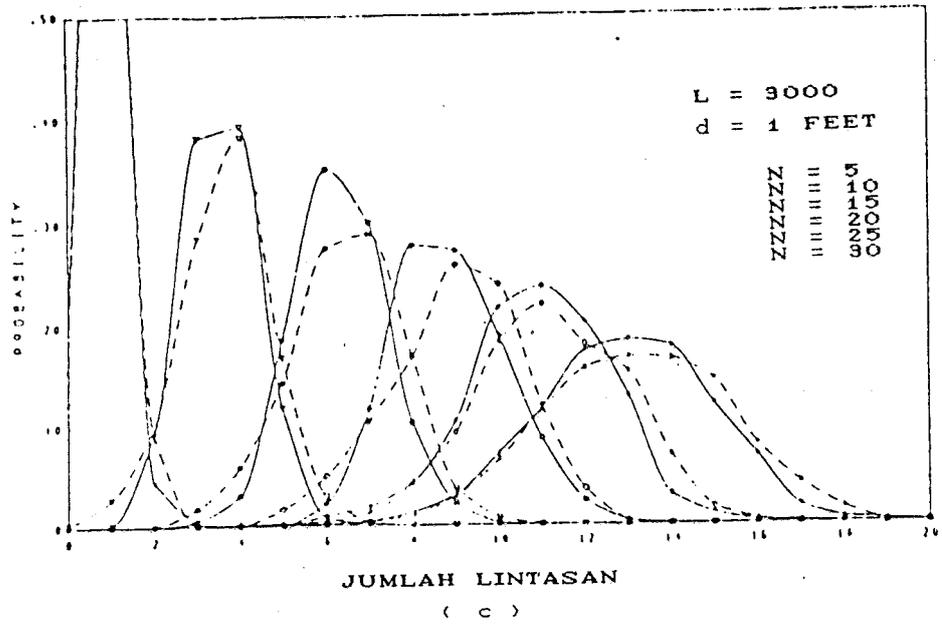
Hasil simulasi diharapkan mendekati hasil percobaan, untuk $L_d \geq 3000$ ft, karena daerah percobaan membentang sejauh 3000 ft. Pengamatan pada gambar 5-23a dan 5-23b menunjukkan pada $d = 10000$ ft (tanpa korelasi ruang mengingat sampel terlalu jauh), kesesuaian antara hasil simulasi dan percobaan hampir sama. Hasil yang baik diperoleh pada $L = 1000$, $d = 3$ ft (gambar 23b dan 24b); $L = 3000$, $d = 1$ ft (gambar 23c dan 24c); $L = 12000$, $d = 0,25$ ft (gambar 23d dan 24d); dan $L = 30000$, $d = 0,1$ ft (gambar 23e dan 24e). Pada semua kasus ini $L_d = 3000$ ft menyatakan daerah global.



GAMBAR 5 - 23

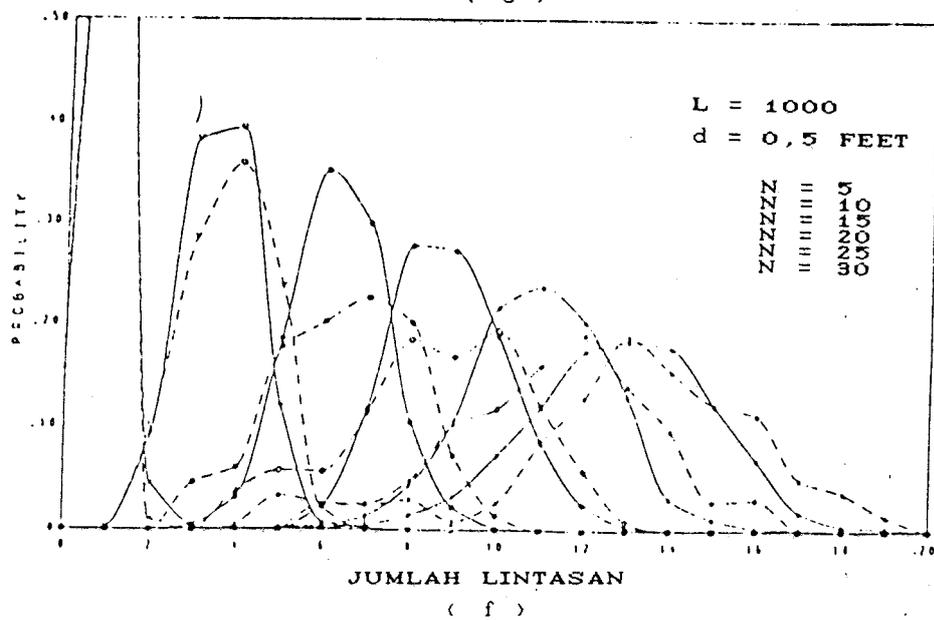
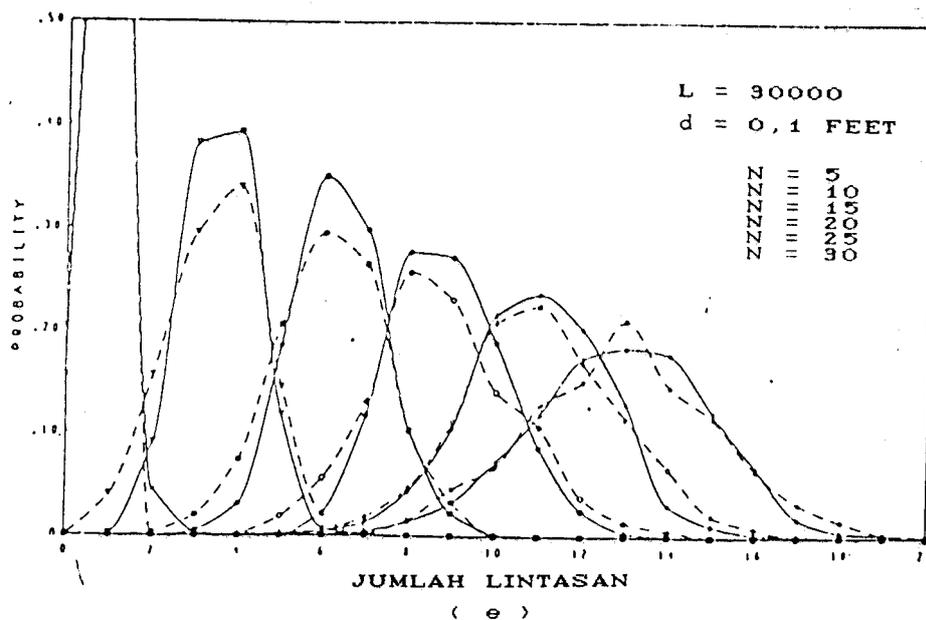
DISTRIBUSI JUMLAH LINTASAN; AREA B, KANAL 2 1280 MHz

(a) & (b)



GAMBAR 5 - 23

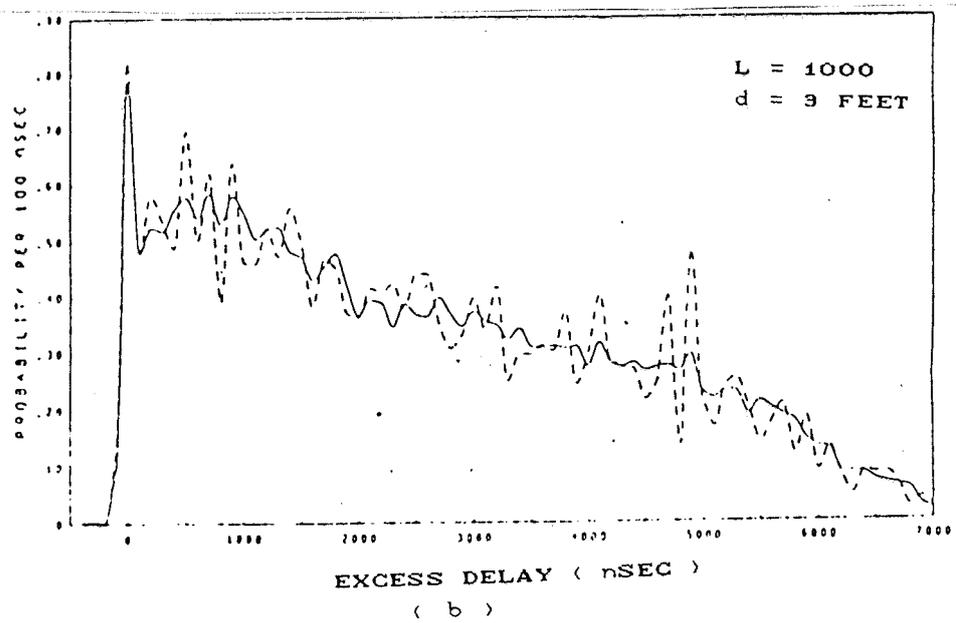
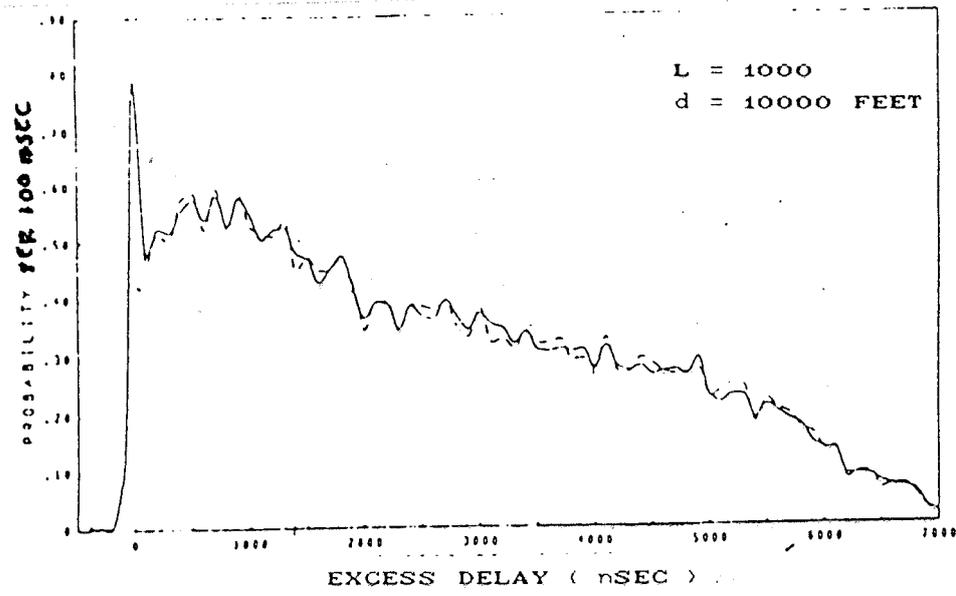
(c) & (d)



GAMBAR 5 - 23²⁰

(e) & (f)

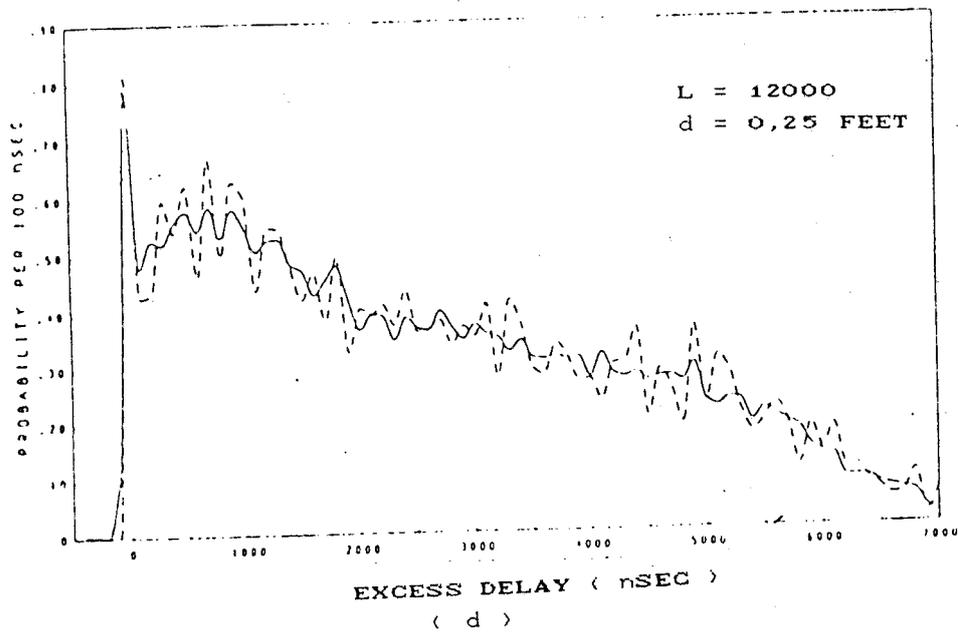
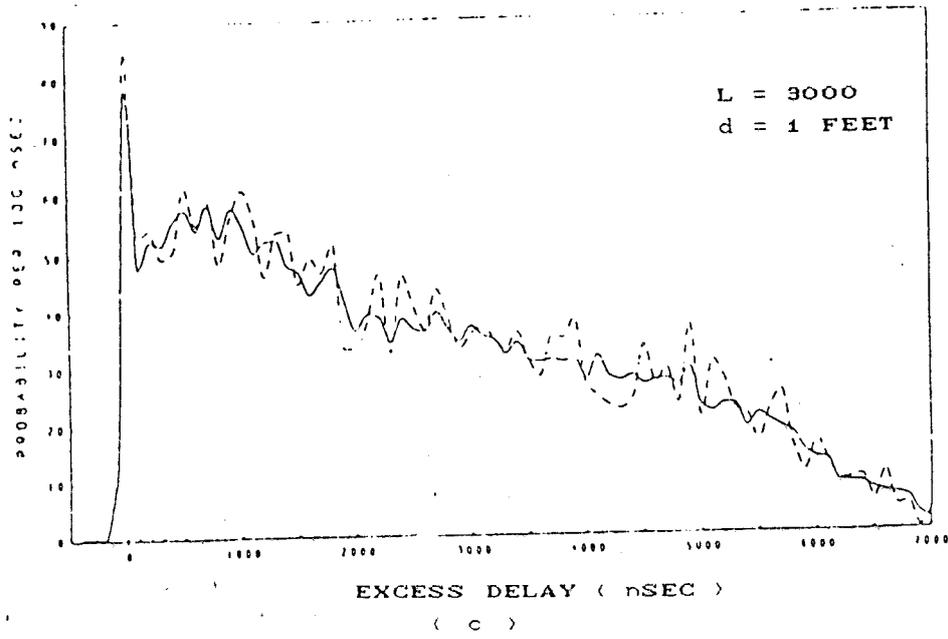
²⁰ Ibid



GAMBAR 5 - 24

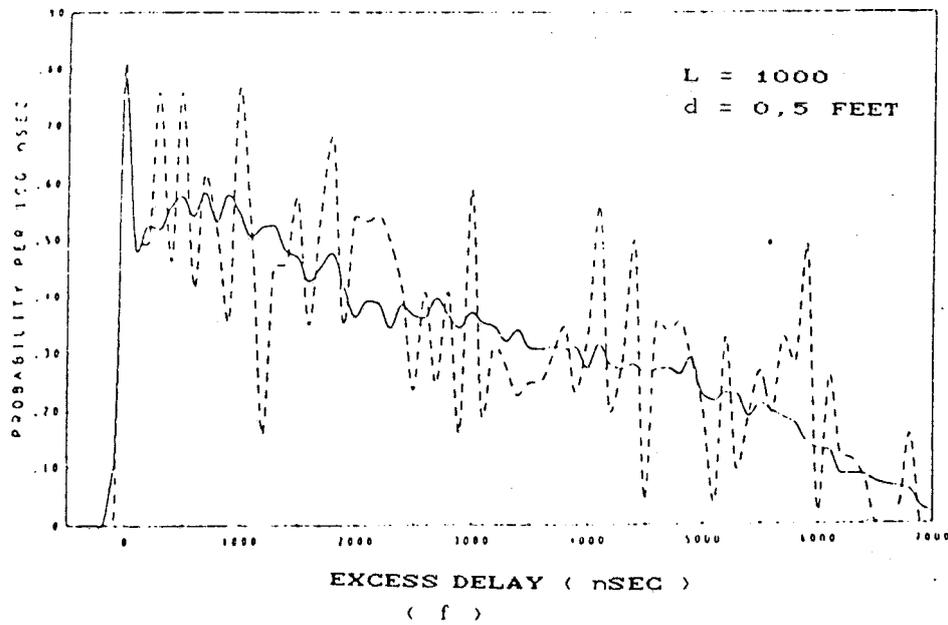
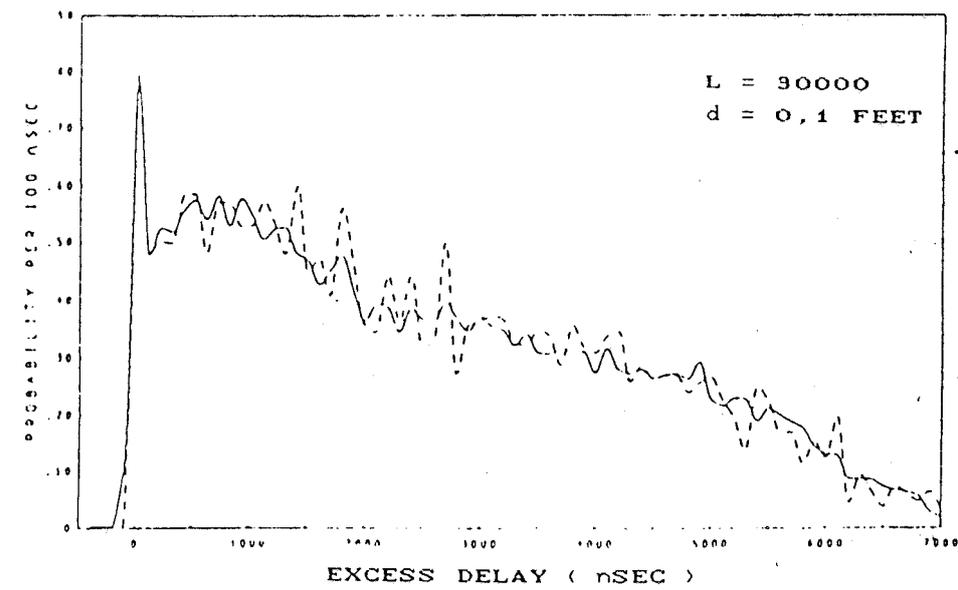
PROBABILITY OF OCCUPANCY SUATU LINTASAN

(a) & (b)



GAMBAR 5 - 24

(c) & (d)

GAMBAR 5 - 24²⁷

(e) & (f)

²⁷⁾ Ibid

5.4.1.2. Simulasi Amplitudo

Analisa statistik data sepanjang daerah keseluruhan telah dilakukan oleh Turin, dengan kesimpulan bahwa amplitudo mengikuti distribusi lognormal, seperti berikut :

$$p(a) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma a}} \exp \{(\ln a - \mu)^2 / 2\sigma^2\} \quad a \geq 0$$

.....(5 - 81)

Hal ini sesuai dengan model yang telah diterapkan secara umum, yaitu bahwa distribusi kuat lintasan sepanjang daerah yang luas adalah lognormal. Suzuki juga telah membahas data-data sepanjang daerah lokal. Hasilnya menunjukkan bahwa distribusi kuat lintasan awal (dekat Line Of Sight) disepanjang daerah lokal adalah Nakagami, yang diberikan sebagai :

$$p(a) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left[\frac{m}{\Omega} \right]^m a^{m-1} \exp \{-(ma^2)/\Omega\}$$

$m \geq 0,5 ; a \geq 0$ (5 - 82)

untuk $m = [E\{a^2\}]^2 / \text{var} \{a^2\}$.

Dimana $\Gamma(m)$ adalah fungsi Gamma, $\Omega = E\{a^2\}$. Ini adalah rumus umum untuk mengurangi distribusi yang bervariasi untuk membedakan harga dari parameter m , termasuk distribusi Rayleigh ($m = 1$). Distribusi lokal lintasan selanjutnya dari suatu profil didapat sebagai lognormal.

Karena kesukaran dalam menghasilkan sampel banyak-variasi (multivariate) dengan distribusi Nakagami, diputuskan untuk menghasilkan semua amplitudo dengan

distribusi lognormal. Fakta-fakta berikut diperhitungkan dalam membuat pilihan ini.

a) Amplitudo sinyal adalah terkorelasi. Lebih jelasnya, terdapat dua macam tipe korelasi : temporal (sementara) dan spatial (bersifat ruang). Korelasi sementara telah dibuat oleh Turin, yang menunjukkan bahwa log-amplitudo pada lintasan awal dalam suatu profil terkorelasi sangat linier (dengan koefisien korelasi tertentu : 0,4 - 0,6 pada lintasan awal terdekat). Koefisien korelasi spasial telah dihitung oleh Suzuki melalui reduksi data yang telah dikembangkan.

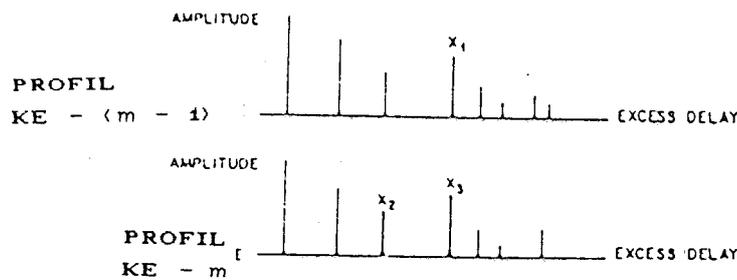
b) Karena statistik yang tidak homogen dari kanal urban, mean dan variance dari amplitudo serta amplitudo itu sendiri adalah random. Log-mean dan log-variance dihasilkan menurut distribusi normal bivariansi dengan korelasi spasial yang tinggi.

Mempertimbangkan butir-butir diatas, amplitudo dihasilkan dalam dB dengan cara berikut. Untuk profil pertama, mean dan variance dihasilkan menurut distribusi lognormal dengan parameter-parameter yang diperkirakan dari data empiris. Dengan menggunakan mean dan variance hasil ini, log-amplitudo dari lintasan pertama dihasilkan dengan distribusi normal, sedangkan log-amplitudo lintasan ke- j ($j = 2, 3, 4, \dots$) dihasilkan dengan distribusi normal bersyarat, dengan kondisi yang merupakan amplitudo dari lintasan yang ke- $(j - 1)$. Korelasi sementara diantara lintasan ke- j dan lintasan ke- $(j - 1)$ dibuat dengan suatu fungsi penurunan pada

perbedaan waktu kedatangan dari dua lintasan.

Untuk profil ke- m ($m = 2, 3, 4, \dots$), mean dan variance dari suatu distribusi amplitudo lintasan dihasilkan menurut distribusi lognormal yang ditentukan secara empiris apabila tidak ada lintasan yang dihasilkan pada bin yang sama dari profil ke- $(m - 1)$. Jika ada suatu lintasan pada bin yang sama dari profil ke- $(m - 1)$, mean dan variance pada suatu amplitudo lintasan pada bin itu pada profil ke- m dihasilkan untuk distribusi lognormal bersyarat, kondisi yang merupakan amplitudo dari suatu lintasan pada bin yang disesuaikan dari profil yang ke- $(m - 1)$.

Apabila distribusi mean dan variance pada amplitudo lintasan dari profil yang ke- m dihasilkan, maka amplitudo tersebut dihasilkan seperti berikut ini. Untuk lintasan awal (dari profil ke- m), amplitudo dihasilkan menurut distribusi normal bervariasi, yang memperhitungkan korelasi spasial profil ke- $(m - 1)$. Amplitudo dihasilkan untuk lintasan ke- j dari profil ke- m ($j = 2, 3, 4, \dots$; $m = 2, 3, 4, \dots$) lebih rumit, karena harus memperhitungkan kedua korelasi spasial dan korelasi temporal tersebut. Masalah ini digambarkan pada gambar 5-25, dimana X_2 dan X_3 menjelaskan log-amplitudo pada lintasan ke- $(j - 1)$ dan lintasan ke- j dari profil ke- m , masing-masing ($j = 2, 3, 4, \dots$; $m = 2, 3, 4, \dots$), dan X_1 adalah log-amplitudo lintasan dalam profil ke- $(m - 1)$ dimana

GAMBAR 5 - 25^{2B)}

DUA SAMPEL BERURUTAN PADA KANAL IMPULSE RESPONSE

waktu kedatangannya paling dekat dengan X_3 . Diasumsikan tiga-dimensi distribusi normal untuk X_1 , X_2 , dan X_3 yang memperhitungkan kedua korelasi spasial (korelasi antara X_2 atau X_3 dan X_1), dan korelasi temporal (korelasi antara X_3 dan X_2). Dalam simulasi tersebut, jika telah mencapai tahap menghasilkan X_3 , maka telah dihasilkan nilai-nilai X_1 dan X_2 , dan X_3 dihasilkan menurut suatu distribusi normal bersyarat dengan kondisi yang merupakan X_1 dan X_2 . X_3 mempunyai suatu distribusi normal dengan mean dan variance σ^2 yang dirumuskan sebagai berikut :

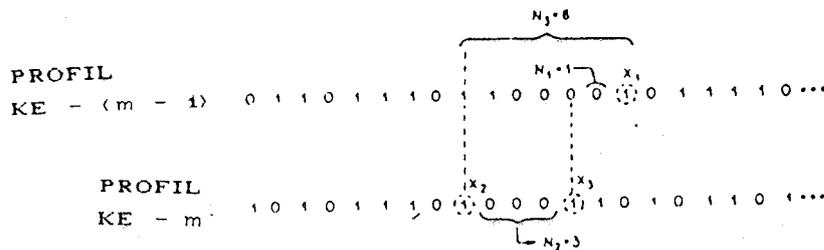
$$\mu = \mu_3 + \frac{(\rho_{13} - \rho_{12} \rho_{23})}{1 - \rho_{12}^2} \frac{\sigma_3}{\sigma_1} (X_1 - \mu_1)$$

^{2B)} Ibid

$$+ \frac{(\rho_{23} - \rho_{12} \rho_{13})}{1 - \rho_{12}^2} \frac{\sigma_3}{\sigma_2} (x_2 - \mu_2) \quad (5 - 83)$$

$$\sigma^2 = \frac{\sigma_3^2}{1 - \rho_{12}^2} (1 - \rho_{13}^2 - \rho_{23}^2 - \rho_{12}^2 + 2 \rho_{12} \rho_{13} \rho_{23}) \quad \dots\dots\dots (5 - 84)$$

dimana $\mu_i = E\{X_i\}$, $\sigma_i^2 = \text{var}\{X_i\}$, $i = 1, 2, 3$, dan ρ_{ij} ($i = 1, 2, 3$; $j = 1, 2, 3$, $i \neq j$) adalah koefisien antara X_i dan X_j . Pembentukan log-mean μ_i dan log-variance σ_i^2 telah dijelaskan sebelumnya.



GAMBAR 5 - 26²⁹⁾

DUA URUTAN WAKTU KEDATANGAN N_1, N_2, N_3

Metode yang digunakan untuk menghitung $\rho_{12}, \rho_{23}, \rho_{13}$ dapat dijelaskan dengan bantuan gambar 5-26, dimana memperlihatkan dua urutan yang berkaitan daripada 0 dan 1, yang menyatakan ada (1) atau tidak adanya (0) lintasan pada bins tersebut dari kedua profil. Koefisien korelasi diambil

²⁹⁾ Ibid

dalam bentuk :

$$\rho_{19} = (\rho_s)_i \exp \{-100 (N_1 + 1)/(\tau_i)_i\} \quad (5 - 85)$$

$$\rho_{29} = \exp \{ -100 (N_2 + 1)/(\tau_i)_i \} \quad (5 - 86)$$

$$\rho_{12} = (\rho_s)_i \exp \{ -100 (N_3 + 1)/(\tau_i)_i \}, \quad (5 - 87)$$

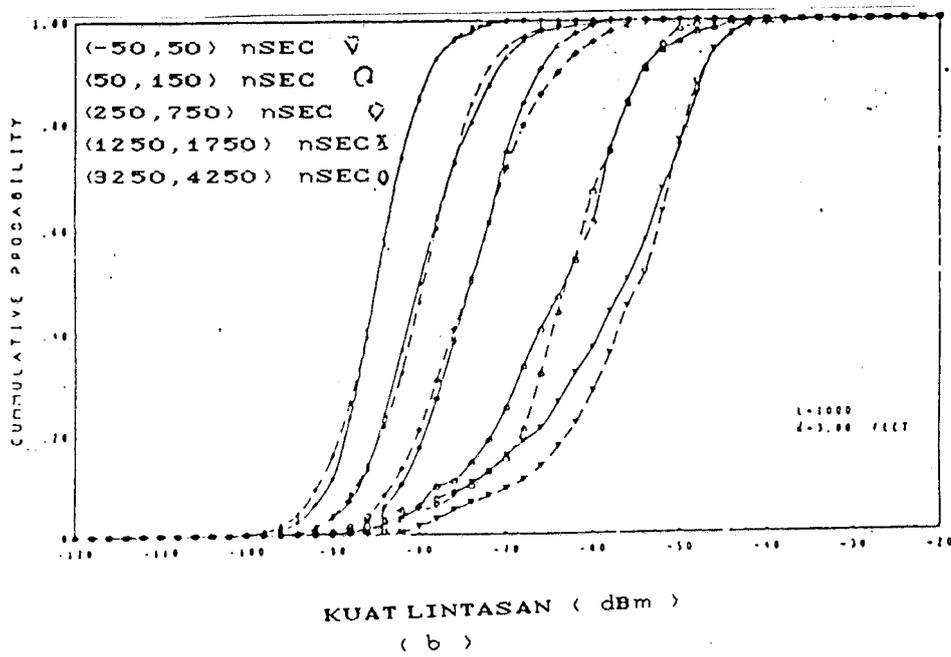
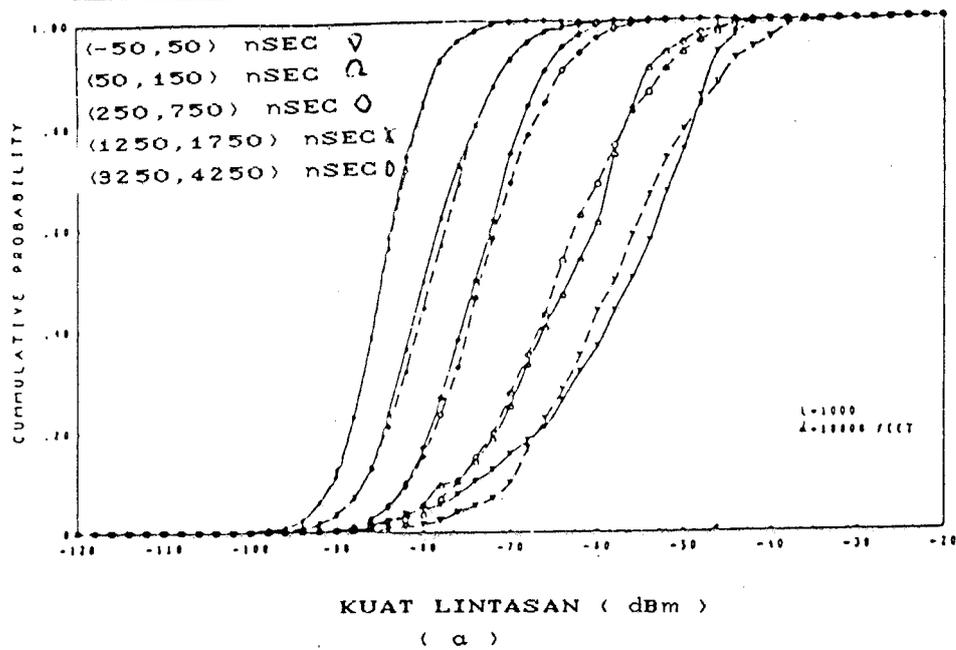
dinana

N_1 jumlah 0 diantara bin ke-i pada profil ke(m - 1) dan bin terdekat ke-i dalam profil ke-(m - 1) yang mengandung 1.

N_2 jumlah 0 diantara 1 yang berkaitan dengan X_2 dan 1 yang berkaitan dengan X_3 .

N_3 perbedaan diantara jumlah bin untuk amplitudo X_2 dan jumlah bin yang berkaitan dengan X_1 .

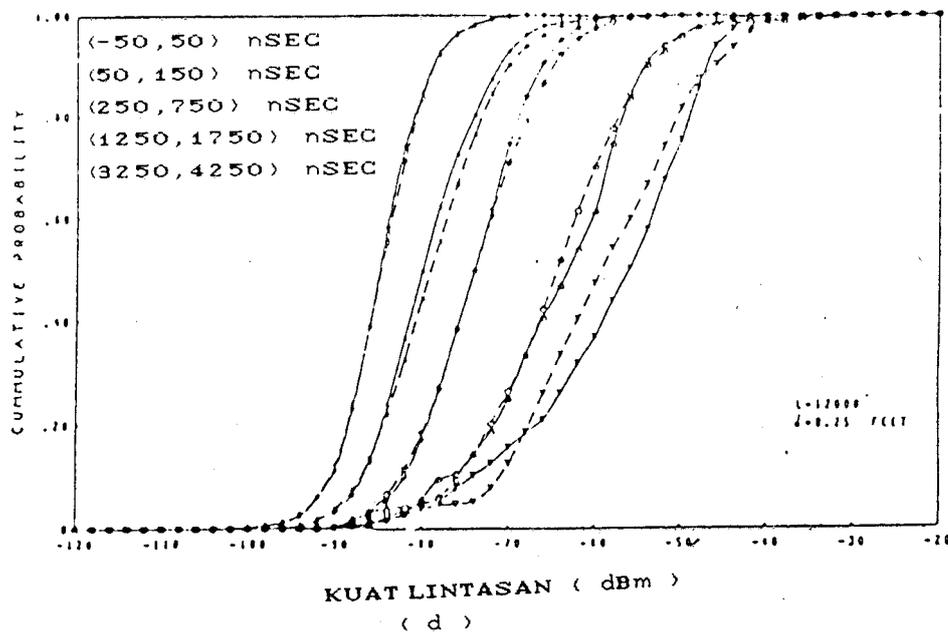
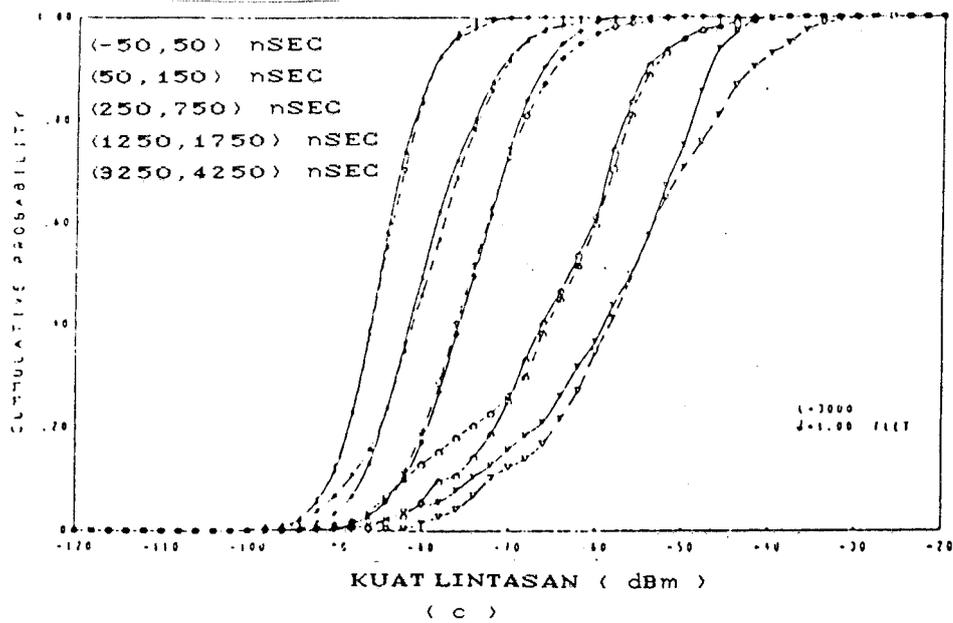
$(\rho_s)_i$ adalah koefisien korelasi spasial pada bin ke-i, yang diperkirakan dari reduksi data Suzuki, dan parameter $(\tau_i)_i$ didapat dengan memulakan suatu bilangan yang pantas kemudian diulang-ulang dengan cepat (dalam program simulasi) sehingga didapat kesesuaian koefisien korelasi waktu antara distribusi eksperimen dan simulasi. Metode yang dijelaskan diatas dalam mensimulasikan amplitudo diulang secara rekursif sampai dihasilkan amplitudo untuk lintasan terakhir pada profil terakhir.



GAMBAR 5 - 27

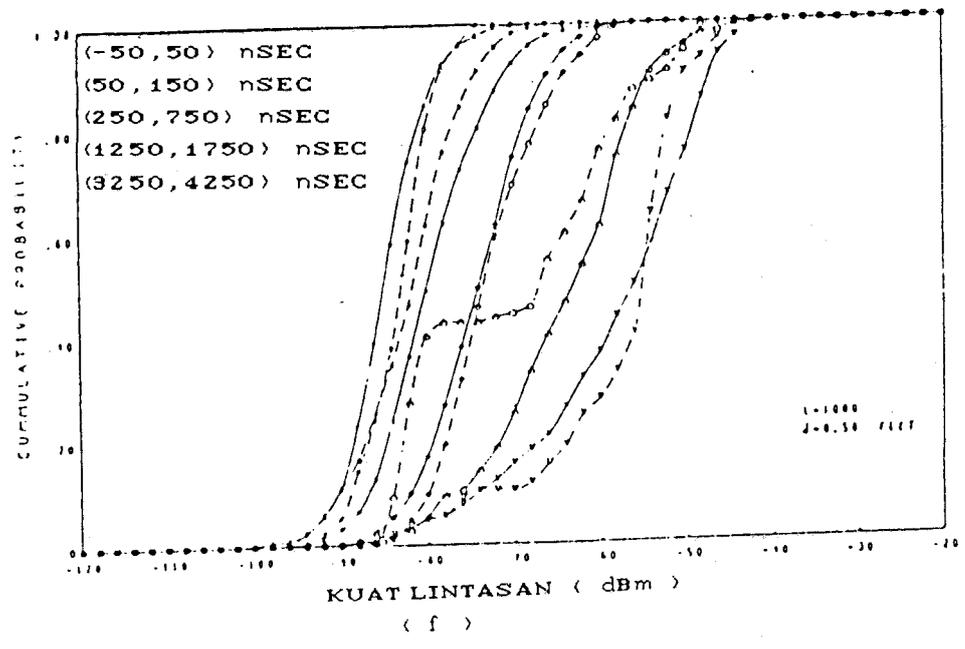
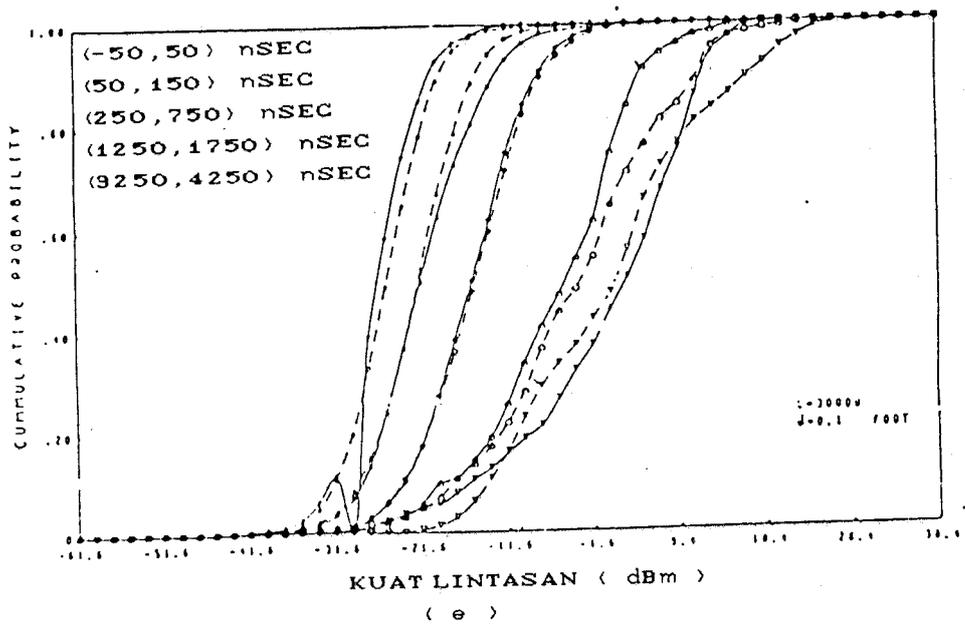
DISTRIBUSI KUAT-LINTASAN; AREA B, 1280 MHz

(a) & (b)



GAMBAR 5 - 27

(c) & (d)



GAMBAR 5 - 27³⁰
(e) & (f)

30) Ibid

Untuk mengevaluasi kelakuan pada aspek tersebut dari model simulasi ini yaitu dengan memperluas sekumpulan distribusi kuat-lintasan. Beberapa diantaranya diperlihatkan pada gambar 5-11 untuk daerah B, kanal 2, dalam memilih interval delay-berlebih. Plot yang dibuat dalam gambar 5-27, mempunyai L dan d yang sama seperti gambar 5-23 dan 5-24 dan penjelasan mengenai distribusi jumlah-lintasan dan kurva probability-of-occupancy diterapkan pada distribusi kuat-lintasan., yaitu kecocokkan yang tepat distribusi kuat-lintasan empiris global diperoleh untuk daerah keseluruhan ($Ld \geq 3000$ ft, gambar 5-27(a) - (e)), sedangkan pada daerah $Ld < 3000$ ft (gambar 5-27(f)) hasil simulasi menyatakan statistik sampel-kecil pada daerah "lokal", sehingga simulasi distribusi kuat-lintasan menyimpang dari distribusi empiris global.

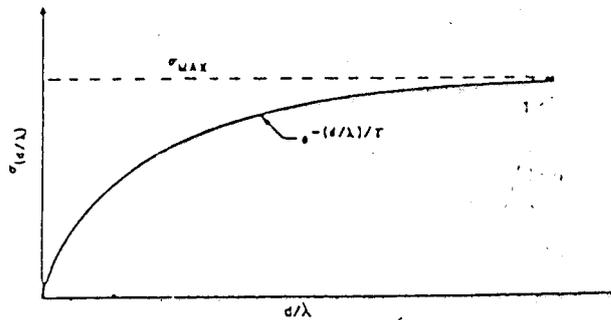
5.4.1.3. Simulasi Phasa

Pada pendekatan awal, susunaan phase pada tiap profil dihasilkan menurut distribusi independen uniform $[0, 2\pi]$ tanpa korelasi spasial diantara urutan phase pada profil yang berbeda. Pada frekuensi yang diinginkan dan dengan jarak sampel yang tidak terlalu kecil model yang dipakai adalah valid. Penjelasan secara teoritis sebagai berikut. Phase sinyal secara kritis peka terhadap panjang lintasan dan berubah dengan orde 2π radian ketika panjang lintasan berubah oleh panjang gelombang (didalam orde inci atau feet pada range frekuensi). Dengan menganggap geometri pada lintasan,

perubahan kecil pada posisi dari penerima diantara sampel, akan menghasilkan perubahan yang cukup besar pada panjang lintasan yang menjadikan tidak berkorelasi secara spasial. Juga telah diperlihatkan secara eksperimen (Nielson [9]) bahwa untuk transmisi CW, bila jarak antara sampel melebihi $1/4$ hingga $1/2$ panjang gelombang, korelasi spasial phase sinyal mendekati nol. Jika jarak sampel terlalu kecil, asumsi urutan phase independen spasial tersebut tidak akan ada, dan seseorang perlu menentukan beberapa bentuk korelasi spasial didalamnya.

Karena kekurangan dari data eksperimen yang digambarkan dalam bentuk fungsional dari fungsi korelasi spasial untuk $\{\theta_k\}$, maka diproses sebagai berikut. Untuk setiap bin dari profil pertama dimana terdapat suatu lintasan, phase yang dihasilkan dengan independen menurut distribusi uniform $[0, 2\pi]$. Untuk suatu lintasan dalam bin ke- i dari profil ke- m (apabila lintasan tersebut ada), dimana $i = 1, 2, 3, \dots, m = 1, 2, 3, \dots$, phase $\theta_i^{(m)}$ dihasilkan menurut distribusi uniform $[0, 2\pi]$ jika tidak ada lintasan dalam bin ke- i dari profil ke- $(m - 1)$. Jika ada suatu lintasan dalam bin ke- i dari profil yang ke- $(m - 1)$, penambahan phase $\phi_i^{(m-1)}$ dihasilkan menurut distribusi normal zero-mean yang mempunyai variance $\sigma_{(d/\lambda)}^2$, dimana d adalah jarak sampel spasial dan λ adalah panjang gelombang; selanjutnya kenaikan distribusi normal ini ditambahkan pada $\theta_i^{(m-1)}$ untuk memperoleh θ_i^m . Variance $\sigma_{(d/\lambda)}^2$ dari $\phi_i^{(m-1)}$ adalah parameter pengendali

dimana dapat membuat fungsi korelasi spasial yang menyempit atau melebar. Bentuk fungsi dari $\sigma_{(d/\lambda)}$ diperlihatkan pada gambar 5 - 28.



GAMBAR 5 - 28³¹⁾

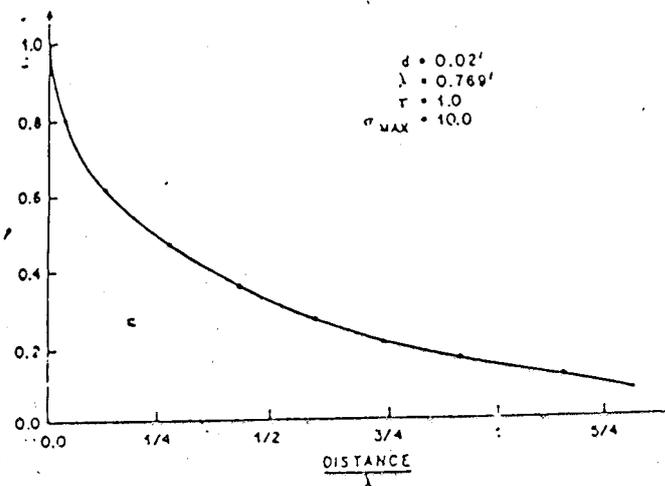
BENTUK FUNGSIONAL DARI $\sigma_{(d/\lambda)}$

Untuk nilai-nilai khusus dari d dan λ (misal $d = 0,02$ dan $\lambda = 0,768$ merupakan panjang gelombang kanal 2), parameter τ dan σ_{\max} pada gambar 5 - 28 diperoleh lewat eksperimen simulasi berikut. Dengan mengatur $\theta^{(1)} = \pi$ dan dari $\theta^{(m)} = 2, 3, \dots, 10000$, dengan hubungan $\theta^{(m)} = \theta^{(m-1)} + \phi^{(m-1)}$, dimana $\phi^{(m-1)}$ diasumsikan ada suatu lintasan dalam bin tersebut untuk seluruh 10000 profil. Tujuannya untuk memperoleh suatu fungsi korelasi untuk urutan $\{\theta^{(m)}\}_{m=1}^{10000}$ yang menjadi tidak berarti pada kira-kira satu panjang

³¹⁾ ibid

gelombang, yaitu mendapatkan suatu distribusi uniform $[0, 2\pi]$ untuk urutan phase terhadap 10000 sampel (jarak spasial 260 panjang gelombang). Dengan mengulang eksperimen simulasi dengan bermacam-macam σ_{\max} dan τ diperoleh bahwa pada $d = 0,02$ dan $\lambda = 0,679$, harga σ_{\max} dan τ yang diharapkan masing-masing adalah 10 dan 1. Fungsi korelasi ρ dan fungsi kerapatan probabilitas P_θ ditunjukkan pada gambar 5 - 29 dan 5 - 30. Garis lurus pada gambar 5 - 30, berhubungan dengan distribusi uniform $[0, 2\pi]$.

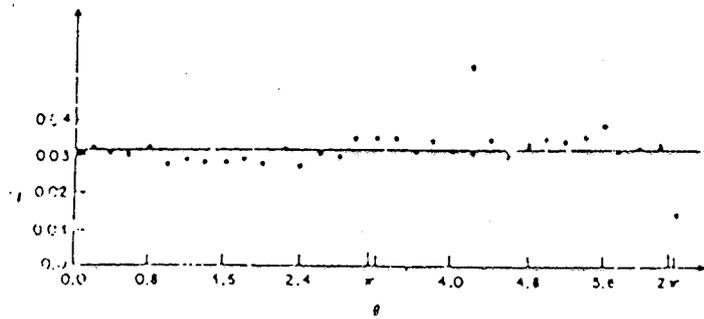
Untuk persoalan dimana d dan λ berbeda jauh dengan yang digunakan diatas, prosedur diatas dapat diulang kembali untuk mengevaluasi harga-harga yang baru daripada σ_{\max} dan τ .



GAMBAR 5 - 29³²⁾

FUNGSI KORELASI PHASA

³²⁾ Ibid

GAMBAR 5 - 30³³⁾

FUNGSI KERAPATAN PROBABILITAS DARI PHASA

5.4.2. SIMULATOR KANAL RADIO MOBIL PITA SEMPIT

Kelakuan dari fading Rayleigh generator dinilai dengan membandingkan selubung statistik pada sinyal fading simulasi dengan teori sinyal Rayleigh. Khususnya, pada distribusi probabilitas kumulatif dan distribusi level crossing rate pada selubung simulasi yang dibandingkan dengan distribusi teori yang diinginkan. Distribusi probabilitas kumulatif terdiri dari kemungkinan-kemungkinan (probabilities), untuk beberapa tingkatan, dimana selubung sinyal akan melebihi pada tingkatan (level) tersebut pada beberapa saat. Level crossing

³³⁾ Ibid

rate didefinisikan sebagai jumlah rata-rata waktu dimana selubung sinyal memotong suatu level tertentu, dalam arah positif, selama interval 1 detik. Distribusi level crossing rate terdiri dari crossing rates untuk beberapa level.

5.4.2.1. Teknik Pengukuran

Lebar bidang simulasi fading Doppler \hat{f}_D dapat ditetapkan dengan menghitung moment pada teori dan spektrum simulasi. Teori spektrum daya pada sinyal fading ditunjukkan pada gambar 3 - 6 yang dapat dinyatakan sebagai :³⁴⁾

$$S(f) = \begin{cases} \frac{E^2}{2\pi f_D} [1 - (f/f_D)^2]^{1/2}, & f \leq f_D \\ 0, & f > f_D \end{cases} \dots\dots\dots(5 - 88)$$

dimana E adalah nilai rms dari selubung sinyal. Jika b_n menunjukkan momen ke-n pada spektrum teori $S(f)$, yang dirumuskan sebagai :

$$b_n = (2\pi)^n \int_0^{\infty} S(f) f^n df \quad (5 - 89)$$

Dengan mensubstitusikan persamaan (5-88) dari spektrum teori kedalam persamaan (5-89), lebar bidang fading teori f_D dapat dinyatakan sebagai :

³⁴⁾ E. L. Caples, Member IEEE, K. E. Massad, and T. R. Minor, "A UHF Channel Simulator for Digital Mobile Radio"

$$f_D = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2bz}{b_0}} \quad (5 - 90)$$

Spektrum fading simulasi $\hat{S}(f)$ diperoleh dari suatu spektrum analyzer yang di integralkan dengan tekni grafik untuk memperoleh momen dari $\hat{S}(f)$. Lebar bidang fading simulasi \hat{f}_D kemudian dapat dihitung sebagai berikut :

$$\hat{f}_D = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2\hat{b}z}{\hat{b}_0}} \quad (5 - 91)$$

Perhitungan dari persamaan (5-91) dilakukan pada suatu clock frekwensi tunggal pada $f_{SF_1} = 1$ kHz dan lebar bidang fading simulasi dihitung pada $f_{D1} = 163$ Hz. Dianggap bentuk relatif dari $\hat{S}(f)$ tetap mendekati konstan ketika f_{SF} bervariasi, kemudian \hat{f}_D akan berbanding lurus terhadap f_{SF} dan dapat dinyatakan sebagai berikut :

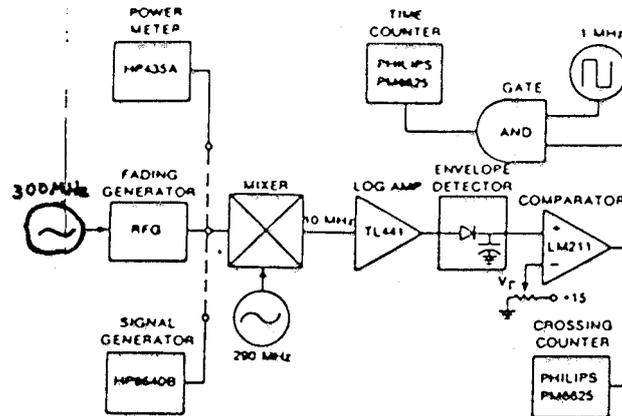
$$\hat{f}_D \cong 0,16 f_{SF} \quad (5 - 92)$$

Pada gambar 5 - 10 memperlihatkan outline dari distribusi probabilitas dan crossing rate yang telah ditetapkan dengan sistem pengukuran. Peringkasan logaritme sinyal digunakan untuk membawa pengukuran yang akurat pada suatu range dinamik yang lebih dari 50 dB.

Level crossing rate $N(\Gamma)$ ditetapkan dengan menghitung jumlah rata-rata pada pulsa positif $n_s(T)$ yang terjadi pada output comparator (pembanding) selama periode waktu T . Rata-rata crossing rate dinyatakan sebagai berikut :

$$N(\Gamma) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{n_s(T)}{T} \quad | \quad \Gamma$$

(5 - 93)

GAMBAR 5 - 31³⁵⁾

SISTEM PENGUKURAN SELUBUNG STATISTIK

dimana Γ adalah level selubung tertentu dimana crossing rate sedang diukur. $N(T)$ adalah normalisasi level crossing rate.

$$N(T) = N(T)/\hat{f}_D \quad (5 - 94)$$

dimana \hat{f}_D lebar bidang Doppler simulasi. $N(T)$ digunakan untuk membandingkan secara langsung data yang diperoleh pada bermacam-macam lebarbidang fading.

Output comparator lebih lanjut digunakan untuk menetapkan kemungkinan bahwa selubung sinyal akan melebihi level Γ pada beberapa saat. Frekwensi dasar $f_c = 1$ MHz

³⁵⁾ Ibid

diaktifkan hanya pada output comparator tinggi. f_c akan cacat output ini rendah. Jika $n_c(T)$ merupakan pulsa-pulsa time base yang terjadi selama periode waktu T . Pecahan rata-rata waktu untuk Γ berlebih, $F(T)$, dapat dinyatakan sebagai berikut :

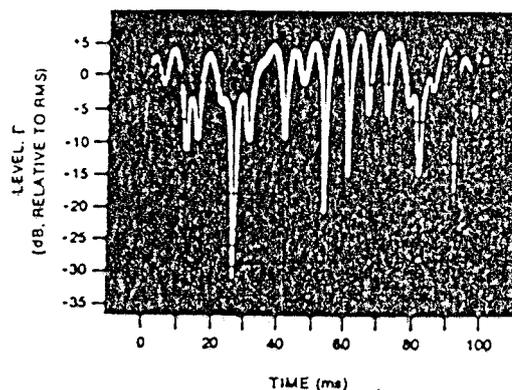
$$F(T) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{n_c(T)}{f_c T} \Big|_{\Gamma} \quad (5 - 95)$$

Untuk suatu proses ergodik, $F(T)$ adalah probabilitas bahwa selubung sinyal akan melebihi level Γ . Level RF Γ dapat dihubungkan dengan level dc V_{Γ} dengan menerapkan suatu input gelombang kontinyu CW (continuous wave) pada amplitudo peak Γ kedalam sistem pengukuran dan mengukur level dc pada output selubung detector.

5.4.2.2. KELAKUAN SIMULATOR

Pada gambar 5 - 32, dapat dilihat selubung dari sinyal fading simulasi. Gambar tersebut memperlihatkan selubung sinyal log compressed dari salah satu fading Rayleigh generator pada display oscilloscope.

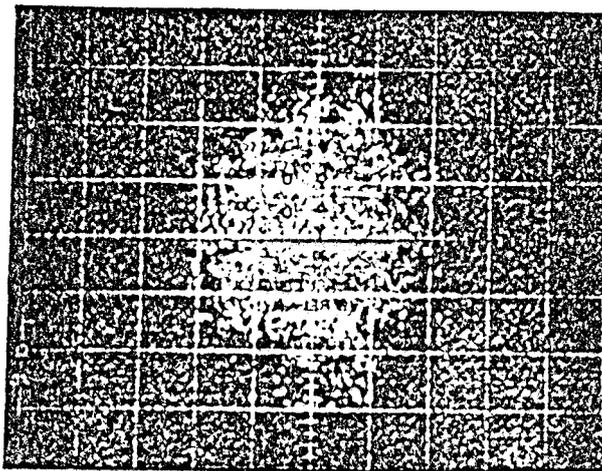
Hasil check kwalitatip untuk keseragaman pada distribusi phase dari sinyal fading, ditunjukkan pada gambar 5 - 12. Gambarnya adalah suatu time-exposure photograph dari display oscilloscope yang diperoleh dengan meletakkan phase-in dan quadrature proses noise kanal Gaussian, $x(t)$ dan $y(t)$ dalam gambar 5 - 6 , dengan mengontrol pemutaran



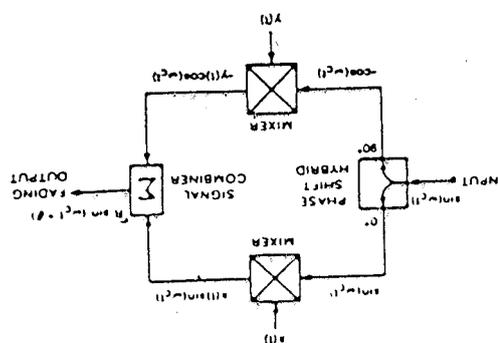
GAMBAR 5 - 32^{30}

SELUBUNG SINYAL DARI GENERATOR FADING RAYLEIGH ($\hat{f}_D = 160$ Hz)

vertikal dan horisontal pada oscilloscope. Jika pengontrol diputar pada 90° , display menghasilkan suatu polar plot dari randomly varying phasor pada output generator fading Rayleigh. Pada sumbu pusat menunjukkan distribusi phase uniform yang relatif.

GAMBAR 5 - 33³⁷⁾

POLAR PLOT PADA IN-PHASE DAN QUADRATURE SUMBER NOISE

GAMBAR 5 - 34³⁸⁾

GENERATOR FADING RAYLEIGH

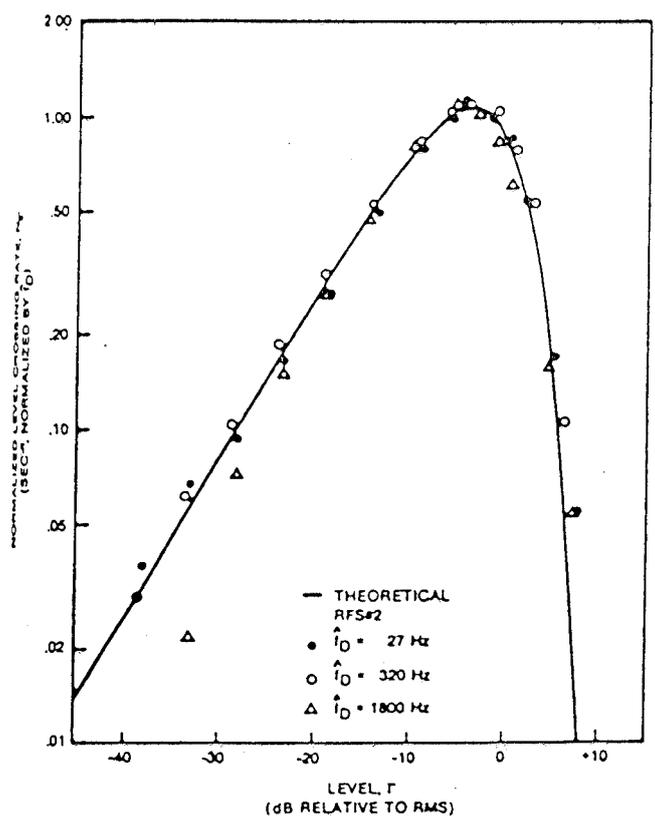
37) Ibid

38) Ibid

Pengukuran distribusi level crossing rate untuk salah satu generator fading rayleigh, pada $\hat{f}_D = 27, 320, \text{ dan } 1800$ Hz yang dibandingkan kurva teoritis, ditunjukkan pada gambar 5 - 35. Level crossing rate dinormalkan oleh lebar bidang fading \hat{f}_D untuk membawa pada perbandingan langsung dari data pada bermacam-macam lebar bidang fading. Level selubung Γ dalam desibel berhubungan dengan level selubugn rms.

Pada gambar 5 - 36, menunjukkan distribusi probabilitas kumulatif pada selubung sinyal dari salah satu generator fading pada $\hat{f}_D = 27, 320, \text{ dan } 1800$ Hz yang dibandingkan dengan kurva Rayleigh dari teori. Lebar bidang fading disamakan dengan kecepatan kendaraan pada 10, 120, dan 675 mi/h pada Radio Paket dengan frekwensi output 1780 MHz.

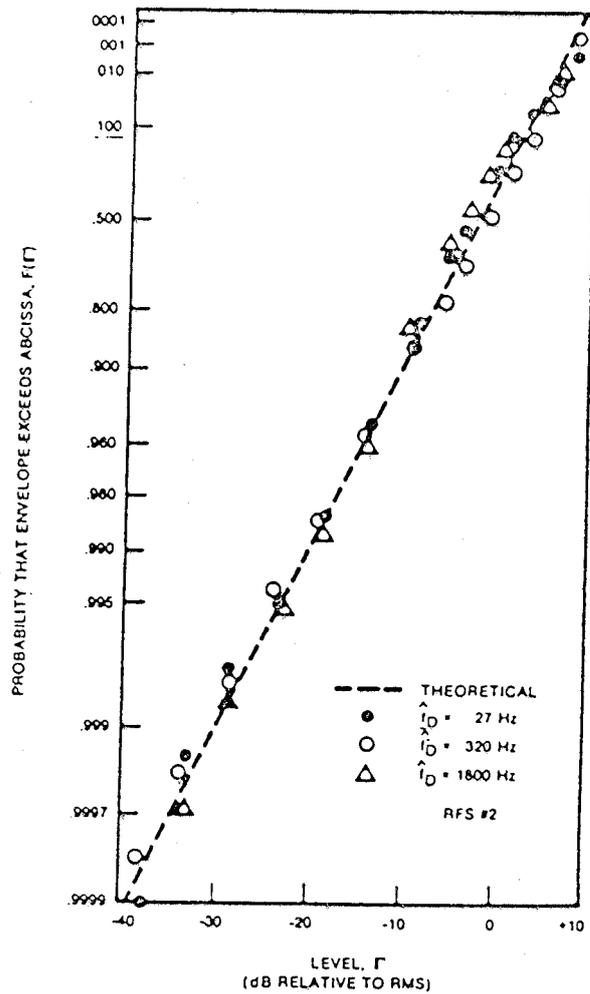
Dari gambar 5 - 35 dan 5 - 36, menunjukkan hasil yang baik antara bentuk gelombang dari fading simulasi dengan bentuk gelombang fading teoritis. Pada $\hat{f}_D = 27$ Hz dan 320 Hz, data yang diukur menyimpang lebih kecil dari 2 dB dari kurva teoritis untuk level menurun pada 38 dB dibawah nilai rms pada selubung fading. Kelakuan generator fading pada $\hat{f}_D = 1800$ Hz sedikit menurun, tetapi masih tetap dibawah 3 dB dari kurva teoritis untuk level yang menurun 28 dB dibawah nilai rms pada selubung fading.



GAMBAR 5 - 35³⁹⁾

DISTRIBUSI LCR DARI SELUBUNG SINYAL ($\hat{f}_D = 27, 320, 1800$ Hz)

39) Ibid

GAMBAR 5 - 36⁴⁰⁾

KURVA DISTRIBUSI RAYLEIGH DARI SELUBUNG SIMULASI

 $(\hat{f}_D = 27, 320, 1800 \text{ Hz})$

40) Ibid

BAB VI

KESIMPULAN

1. Ada empat metode yang memungkinkan untuk memberi ciri khas atau karakterisasi suatu saluran (kanal) yang terutama atas hasil pekerjaan Bello. Mula-mula, penguraian tentang kanal yang menggunakan filter linier yang berselang seling dengan cara yang tertentu pada waktunya. Kemudian karakterisasi bermacam-macam kanal yang tidak pasti pada saat itu. Lalu metode karakterisasi kanal pada skala besar dan skala kecil. Metode-metode tersebut memberi ciri khas suatu filter linier yang menyatakan kanal dalam daerah keterlambatan waktu, waktu frekwensi, frekwensi Doppler dan keterlambatan Doppler.

2. Jika kanal berubah dengan tidak tetap dalam waktu, maka penerapan salah satu metode tersebut memperbolehkan untuk memperkirakan (taksiran) parameter-parameter statistik dari filter yang menyatakan kanal tersebut. Dalam hal ini, ada dua pendekatan untuk pemberian karakteristik statistik kanal itu, yang satu adalah lokal, yang lain adalah global.

3. Dalam batas studi kita, kita akan menandai suatu cara untuk memberi karakteristik kanal dalam dua tahap. Dalam tahap pertama, kita mempelajari kanal untuk zone pada skala

kecil, yaitu zone dimana fungsi yang menguraikan kanal secara statistik adalah tetap (hipotesa "WSSUS"). Dalam tahap kedua, hasil-hasil yang diperoleh diterapkan pada karakterisasi global.

4. Dari karakterisasi kanal dan suatu sistem pengukuran yang dapat memberi informasi tentang berbagai kelambatan penyebaran dan bantuan penarikan parameter-parameter disekitarnya, memungkinkan untuk mempelajari suatu cara yang lebih bagus, gejala penyebaran yang disebabkan oleh lintasan-lintasan ganda dalam daerah perkotaan. Sebagai akibatnya, suatu model yang lebih nyata tentang kanal radio mobil dapat dikembangkan. Suatu permodelan yang memberikan pandangan yang jelas tentang mekanisme penyebaran dinanti. Namun, itu harus dapat dipakai oleh para pelaksana sistem komunikasi yang berfungsi pada jenis kanal-kanal itu.

DAFTAR PUSTAKA

1. A.S. BAJWA; "Wideband characterisation of UHF radio propagation in urban and suburban areas", Thesis submitted to the Faculty of Science and Engineering, University of Birmingham, for the degree of Doctor of Philosophy, August 1979.
2. A.S. BAJWA and J.D. PARSON; "Large area characterisation of urban UHF multipath propagation and its relevance to the performance bounds of mobile radio system", IEEE Proc., Vol 132, Pt.F., No 2, April 1985.
3. C.L. TURIN; "A statistical model of urban multipath propagation", IEEE Trans. on vehicular technology, Vol 21, No 1, February 1972.
4. D.C. COX; "Correlation bandwidth and delay spread multipath propagation statistics for 910 MHz urban mobile radio channels", IEEE Trans. on Communications, Vol Com-23, No 11, November 1975.
5. D.C. COX; "Time and frequency domain characterisation of multipath propagation at 910 MHz in a suburban mobile radio environment", Radio Science, Vol 7, No 12, Desember 1972.
6. D.L. NIELSON; "Microwave propagation measurements for mobile digital radio application", IEEE Trans. on vehicular technology, Vol 27, No 3 August 1978.

7. ENDAH B.PURNOMO, TUGAS AKHIR, "Model Matematika Link UHF Untuk Menghitung Redaman", Th. 1987
8. E.L. CAPLES, Member IEEE, K.E. MASSAD, and T.R. MINOR, "A UHF Channel Simulator for Digital Mobile Radio".
9. H. HASHEMI, "Simulation of The Urban Radio Propagation Channel", IEEE Trans. Tech., Vol. V.T 28, 1979.
10. J.D. PARSONS; "Wideband characterisation of fading mobile radio channels", IEE Proc., Vol 129, Pt.F, No 2, April 1982.
11. K.S. SHANMUGAN, "Digital and Analog Communication System", John Wiley & Sons, 1979.
12. M.F. IBRAHIM and BAJWA, "Propagation In Urban Areas".
13. MOCHAMAD SALEHUDIN, "Modelisation Statistique Du Canal Radiomobile Large Bande A 910 MHz En Site Urbain", 1980.
14. O.R. DOUGLAS, "Properties of Mobile Radio Propagation Above 400 MHz.
15. P.A BELLO; "Characterisation of randomly time variant liniear channels", IEEE Trans. on communication system, Vol 11, Desember 1963.
16. P.W. HUSH; Cost 207 informal working paper.
17. R.H. CLARKE, "A Statistical Theory of Mobile Radio Reception", BSTJ, 47, 1968
18. W.C. JAKES; "Microwave mobile communications", Wiley, New York, 1974.
19. "Measurements of the wideband radio chanel characteristics for rural, residential and suburban areas", COST 207 TD.

20. "Measurements of some characteristics of multipath propagation at 900 MHz in the city of Stockholm", COST 207 TD.
21. "Parameter setting of the frequency selective fading simulator", COST 207 TD.
22. "Tap delay profiles of the frequency selective fading simulator", COST 207 TD.

DAFTAR RIWAYAT HIDUP



NAMA : HUSIN MASHUR
TEMPAT & TGL. LAHIR : SOLO, 20 JULI 1964
KEWARGANEGARAAN : INDONESIA
AGAMA : ISLAM
STATUS PERKAWINAN : BELUM KAWIN
NAMA ORANG TUA : ALI MASYHUR
PEKERJAAN : WIRASWASTA

RIWAYAT PENDIDIKAN :

- SD di Solo, tamat berijasah tahun 1976
- SMP di Solo, tamat berijasah tahun 1980
- SMA di Solo, tamat berijasah tahun 1983
- Masuk ITS tahun 1983

Sekarang sebagai PERWIRA IKATAN DINAS BEASISWA ABRI
ANGKATAN II

USULAN TUGAS AKHIR

1. JUDUL TUGAS AKHIR : STUDI PENGKAJIAN KARAKTERISTIK KANAL RADIO MOBIL.
2. RUANG LINGKUP :
 - Transmisi Gelombang Elektromagnetik.
 - Sistim Komunikasi.
 - Statistik dan Probabilitas.
3. LATAR BELAKANG : Sistim Komunikasi Radio Mobil saat ini telah menjadi salah satu sarana komunikasi yang semakin luas dan meningkat penggunaannya terutama di kota - kota besar. Akan tetapi penggunaan transmisi radio sebagai sarana komunikasi yang mobil memerlukan perhatian dan penanganan yang sungguh - sungguh terhadap faktor-faktor yang mempengaruhi karakteristik kanal yang digunakan.
4. PENELAAHAN STUDI : Akhir - akhir ini Sistim Komunikasi Radio Mobil pada umumnya dirancang pada UHF band. Gelombang radio pada band ini merambat secara "line of sight" dan sangat dipengaruhi oleh kondisi sekeliling lintasan perambatan. Karena itu radio mobil

disamping mengalami rugi - rugi redaman lintasan propagasi juga rugi - rugi yang di sebabkan adanya lintasan ganda (multipath) yang dikenal dengan fading.

Karakterisasi kanal radio mobil dapat dilakukan dengan menyatakannya oleh sebuah filter linier yang berubah terhadap waktu.

Sinyal yang diterima oleh antena mengalami redaman, perlambatan dan pergeseran fasa.

Bila sinyal yang dikirim berbentuk :

$$s(t) = A_0 \cos \omega_0 t$$

maka sinyal yang diterima berbentuk :

$$r(t) = \sum_{l=0}^{\infty} A_l [\cos \omega_0 ((t - \tau_l) + \phi_l)]$$

dimana : $A_0 = 1$

Dengan demikian, maka kanal radio mobil dapat dijelaskan oleh 3 parameter yaitu A, τ dan ϕ .

Pada kenyataannya kelakuan kanal radio mobil adalah acak, sehingga ketiga parameter kanal tersebut diatas bersifat acak. Demikian pula fungsi sistim (System Function) yang dapat menjelaskan filter

menjadi proses yang acak. Dengan demikian fungsi - fungsi sistim seperti impulse function menjadi proses stokastik yang tidak bisa didekati dengan pendekatan yang pasti (Determination).

Suatu penjelasan yang sangat teliti dari kanal radio mobil memerlukan pengetahuan tentang fungsi kerapatan probabilitas bersama berdimensi banyak untuk setiap peubah acak dari kanal tersebut. Metode ini kelihatannya sangat mutlak diperlukan untuk mendapatkan keadaan fisik dari kanal radio mobil tersebut, namun dalam praktek hal ini sangatlah sukar diwujudkan. Untuk itu ketiga parameter dapat dianggap berdiri sendiri.

Pada tugas akhir ini akan dibahas tentang karakteristik kanal radio mobil tersebut diatas serta model yang banyak digunakan untuk sedekat mungkin dapat menyamai fenomena yang sebenarnya terjadi.

5. TUJUAN : Untuk mendapatkan gambaran tentang karakteristik kanal radio mobil, sehingga akan didapatkan model yang optimal yang dapat dipergunakan dalam perencanaan Sistem Komunikasi Radio Mobil.

6. RELEVANSI : Diharapkan agar studi ini dapat memberikan wawasan dan arah dalam menentukan metode pengukuran kanal radio mobil yang optimal dan efektif serta efisien, sehingga dapat direncanakan sistem yang andal dan ekonomis.

7. LANGKAH - LANGKAH : - Studi Literatur
 - Analisa Permasalahan
 - Pembahasan
 - Penulisan Naskah

8. JADWAL KEGIATAN :

Jenis Kegiatan	Bulan					
	I	II	III	IV	V	VI
Studi Literatur	██████████					
Analisa Permasalahan		██████████				
Pembahasan			████████████████████			
Penulisan Naskah						██████████