

# MODIFIKASI TURBO DECODING UNTUK MENGATASI NOISE IMPULSIF PADA PLC

Syarif Hidayat  
S1 Teknik Elektro, STT-PLN

## Abstrak

Saluran tenaga listrik sering mengalami interferensi impulsif yang dihasilkan oleh peralatan listrik. Oleh karena itu, kinerja komunikasi melalui saluran tenaga listrik (PLC) menurun akibat interferensi tersebut. Model noise Middleton kelas A sering digunakan untuk pemodelan pada lingkungan yang bernoise impulsif.

Dalam kajian ini, turbo decoding diusulkan dengan beberapa cara untuk kode turbo melalui saluran white noise aditif kelas A (AWAN) dengan jumlah memori register yang lebih sedikit dan pendekatan nilai saluran yang cocok pada decoding turbo untuk saluran AWAN. Selain itu juga akan ditampilkan kinerja BER (Bit Error Rate) turbo decoding yang diusulkan dalam lingkungan white noise Kelas A.

**Kata Kunci :** PLC, Turbo Coding, BER.

## I. Latar Belakang

Meningkatnya minat akan aplikasi multimedia yang modern, seperti broadband Internet, HDTV, dan lain-lain. Diperlukan teknik-teknik akses baru untuk menghubungkan tempat pribadi dan bangunan ke komunikasi backbone. Satu peluang teknologi, Broadband pada Powerlines (BPL), dengan upaya menggunakan jaringan saluran listrik yang ada sebagai suatu kanal data digital berkecepatan tinggi untuk menyambungkan para pemakai pribadi kepada satu sama lain dan untuk backbone dengan laju data yang tinggi.

Karakteristik-karakteristik bentuk kehandalan dari tegangan rendah (LV) telah dikenal baik sekali dan di sana bermacam-macam aktivitas riset di dalam bidang ini untuk memanfaatkan fitur yang berbeda dari jaringan LV. Karena jaringan saluran listrik tidak dirancang untuk maksud komunikasi, kanal memperlihatkan fungsi transfer selektif frekuensi yang tidak menguntungkan. Lebih lanjut, saluran ini disimpangkan oleh noise impulsif dan interferensi narrowband yang tinggi. Tidak seperti beberapa jenis kanal komunikasi yang lain, kanal saluran listrik tidak menunjukkan suatu lingkungan additive white Gaussian noise (AWGN). Noise pada saluran listrik LV dikarakteristik menjadi dua kategori yaitu: noise background dan noise impulsif. Suatu noise impulsif yang besar sering kali menyebabkan seluruh simbol yang

dipancarkan menjadi rusak dan itu dapat merusak seluruh kinerja sistem.

Jaringan salurah listrik adalah salah satu media komunikasi yang menarik untuk jaringan didalam rumah, karena kebanyakan pada setiap ruangan mempunyai stop kontak listrik. Bagaimanapun pemakaian beberapa alat listrik sering menyebabkan noise elektromagnetik pada saluran listrik. Dengan demikian noise elektromagnetik itu mempunyai karakteristik yang impulsif. Ini adalah salah satu problem teknik untuk merealisasikan komunikasi melalui saluran listrik dengan kecepatan tinggi dan dengan ketahanan yang tinggi. Model noise Middleton kelas A diperkenalkan menjadi suatu model statistik untuk noise impulsif seperti itu. Saluran noise kelas A diusulkan oleh Middleton [1], [2] untuk saluran noise non Gaussian yang saat ini diterapkan untuk memodelkan saluran noise impulsif buatan manusia, misalnya : saluran nirkabel, saluran listrik dan lain sebagainya.

Fitur statistik noise kelas A jauh berbeda dari noise Gaussian. Oleh karena itu, penerima konvensional hanya dioptimalkan untuk saluran additive white Gaussian noise (AWGN), yang secara umum tidak cocok untuk lingkungan noise kelas A. Sejumlah receiver optimal dan sub-optimal diusulkan untuk mendeteksi koheren dan tidak koheren di lingkungan noise kelas A [3] - [5]. Namun, sejauh ini kita sadar, belum banyak dibahas

decoding turbo untuk turbo code di lingkungan noise kelas A.

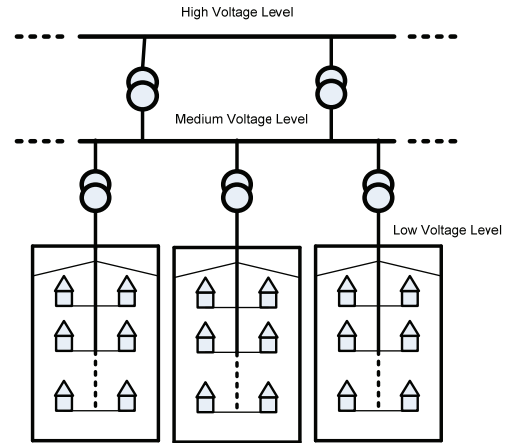
Berrou pada [6] mengusulkan turbo code dan decodingnya dan menunjukkan bahwa BER dari turbo code mendekati batas Shannon dengan menggunakan MAP (*Maximum a Posteriori*) decoding [7]. Optimal dan sub-optimal decoding untuk turbo code pernah disajikan oleh Robertson pada [8]. Algoritma decoding ini dibandingkan dalam hal kinerja BER dan kompleksitas decoding. Selanjutnya, Benedetto [9] telah memperpanjang turbo decoding ke trellis code.

Dalam kajian ini, optimasi turbo decoding diusulkan untuk turbo code dalam mengatasi saluran AWAN. Kinerja BER dari original turbo decode mengalami degradasi akibat penambahan noise impulsif. Hagenauer pada [10] menunjukkan bahwa LLR (*Log Likelihood Ratio*) untuk probabilitas aposteriori yang dihitung dalam turbo decode dapat terpecah menjadi sebuah nilai ekstrinsik, nilai saluran, dan nilai apriori. Nilai saluran adalah input ke seluruh turbo decoder. Usulan dinyatakan bahwa turbo decoder dapat dibentuk hanya dengan memodifikasi nilai saluran yang cocok untuk lingkungan noise kelas A. Oleh karena itu, tidak perlu memodifikasi original turbo decoder kecuali adalah sebuah input. Namun, penghitungan dari nilai saluran untuk beberapa lingkungan noise kelas A adalah mungkin terlalu sulit dalam praktek, karena mencakup perhitungan serangkaian yang tak terhingga dari fungsi-fungsi non-linier. Pendekatan dari nilai saluran diusulkan dengan menggunakan beberapa usulan dan dalil l'Hopital. Kinerja BER dari turbo decoder yang diusulkan akan dievaluasi dalam mengatasi saluran AWAN dan kemudian membandingkan kinerja BER dari turbo decoder yang diusulkan dengan original turbo decoding mengatasi saluran AWAN.

## II. Landasan Teori

### 2.1. Konsep Dasar PLC

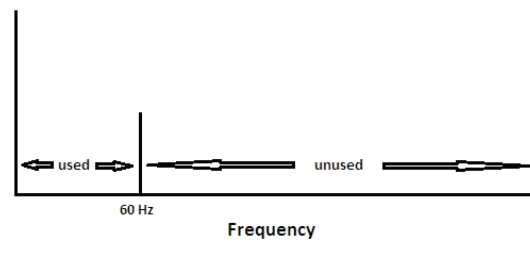
Tenaga listrik yang dibangkitkan oleh pusat-pusat pembangkit pada proses pendistribusiannya ke pelanggan dialirkan melalui jaringan transmisi tenaga listrik.



Gambar 2.1. Struktur dari jaringan penyuplai listrik.

Adapun pada prakteknya, listrik AC yang dibangkitkan oleh pusat-pusat pembangkit terdiri dalam 3Ø (baca: 3 fasa), urutan fasanya disimbolkan huruf R, S, T dan biasanya diikuti kawat netral (N), tergantung hubungannya berbentuk  $\Delta$  atau Y.

Pada jaringan kabel tenaga listrik masih memungkinkan dilewatkan sinyal frekuensi diatas 60 Hz sampai orde beberapa MHz. Fakta tersebut menunjukkan bahwa pada jaringan tenaga listrik masih terdapat kapasitas frekuensi yang tidak digunakan. Teknologi PLC memanfaatkan kanal frekuensi yang tidak digunakan tersebut sebagai frekuensi transmisinya. Umumnya frekuensi yang digunakan berkisar antara 9 kHz- 200 Mhz.



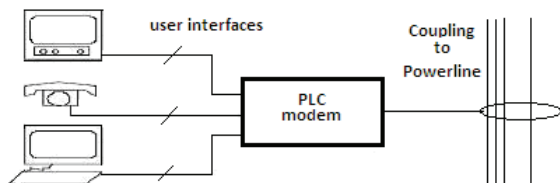
Gambar 2.2. Daerah cakupan frekuensi jaringan Power Line.

#### 2.1.1. Perangkat Power Line Communication

Perangkat-perangkat yang dibutuhkan dalam merealisasikan jaringan PLC yaitu Base Station, Modem, Repeater, dan Gateway. Base Station dan Modem adalah perangkat dasar dari sistem PLC. Tugas utama dari perangkat dasar adalah persiapan sinyal dan konversinya yang untuk selanjutnya ditransmisikan melalui kabel listrik dan akan ditangkap di penerima. Berikut ini penjelasan fungsi dari masing-masing perangkat PLC:

### a. Modem

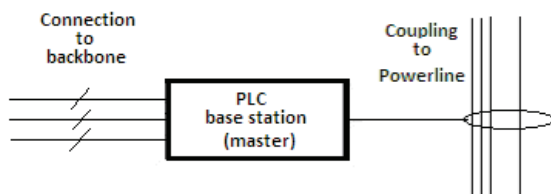
Sebuah *Modem PLC* merupakan alat dasar komunikasi data yang digunakan oleh pengguna melalui media transmisi kabel listrik. Pada sisi pengguna ada beberapa *standard interface* yang dapat digunakan, misalnya *Ethernet* dan *USB* dan *RJ45*. Pada sisi lainnya *Modem PLC* ini dihubungkan dengan kabel listrik yang menggunakan metode kopling khusus sehingga dapat menginjeksikan sinyal data ke media kabel listrik dan dapat diterima di sisi penerima.



Gambar 2.3. Fungsi dari modem PLC.

### b. Base Station

Sebuah *Base Station PLC* menghubungkan sistem akses dari PLC ke jaringan *backbone*. *Base Station* ini merealisasikan hubungan antara jaringan komunikasi *backbone* dan media transmisi kabel listrik. Namun, *Base Station* tidak menghubungkan perangkat pengguna secara sendiri, tetapi dapat menyediakan jaringan komunikasi *multiple*, seperti *xDSL*, *SDH* untuk koneksi jaringan kecepatan tinggi, *WLL* untuk koneksi *wireless*, dan lainnya. Dengan cara ini, sebuah *Base Station* dapat digunakan untuk merealisasikan hubungan dengan jaringan *Backbone* menggunakan teknologi komunikasi yang bervariasi.

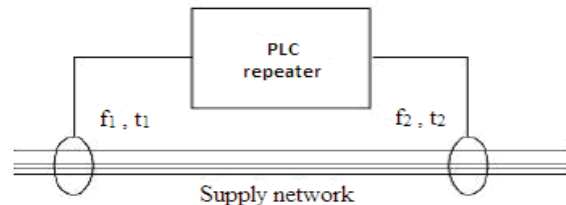


Gambar 2.4. Fungsi dari Base Stasion.

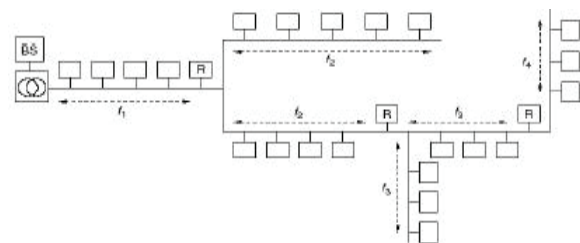
### c. Repeater

Dalam beberapa kasus, jarak antara pengguna PLC yang ditempatkan di jaringan layanan *low-voltage* dan *Base Station* terlalu jauh untuk saling terhubung. Agar dapat terealisasi maka dibutuhkan beberapa *Repeater*. *Repeater* berfungsi membagi jaringan menjadi beberapa segmen, dan dapat mengubah jangkauan yang dapat dicakupi oleh jaringan sistem PLC. Segmen

atau tingkatan pada jaringan dipisah dengan menggunakan frekuensi yang berbeda-beda. Cara kerjanya yaitu *Repeater* menerima sinyal transmisi pada frekuensi  $f_1$ , dikuatkan dan diinjeksikan ke jaringan namun dalam bentuk frekuensi  $f_2$ . Namun, *Repeater* tidak mengubah isi dari informasi yang ditransmisikan.



Gambar 2.5. Fungsi dari Repeater.



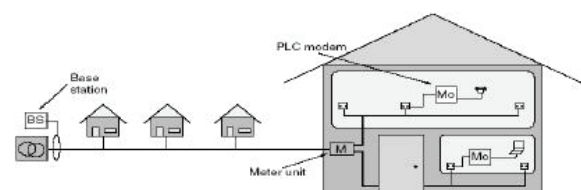
Gambar 2.6. Jaringan PLC menggunakan Repeater.

### d. Gateway

Ada 2 pendekatan untuk koneksi yang dapat dilakukan oleh pengguna PLC melalui soket dinding ke jaringan sistem PLC:

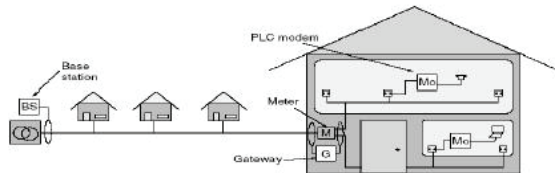
1. *Direct connection*, yaitu koneksi langsung
2. *Indirect connection over a Gateway*, yaitu koneksi melalui Gateway

Pada kasus pertama, *Modem PLC* langsung dihubungkan ke seluruh jaringan *Low voltage* dan juga langsung terkoneksi ke *Base Station*. Tidak ada pembagian antara area *outdoor* dan *indoor*, dan sinyal komunikasi ditransmisikan melalui unit *Power meter*. Namun, layanan pada jaringan *Power Supply indoor* dan *outdoor* sangatlah berbeda, yang dikarenakan masalah tambahan lain yaitu karakteristik dari saluran transmisi dan masalah kesesuaian elektromagnet.



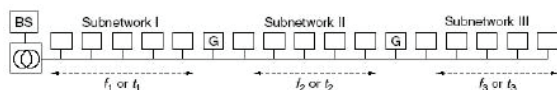
Gambar 2.7. Koneksi pengguna tanpa melalui Gateway.

Oleh karena itu, pada sistem *indirect connection* digunakan sebuah *Gateway* dan sering digunakan sebagai solusi untuk *the direct connection*. *Gateway* digunakan untuk membagi jaringan akses PLC dengan jaringan PLC di dalam gedung atau rumah.



**Gambar 2.8.** Koneksi pengguna menggunakan *Gateway*.

Pada gambar diatas dapat dilihat, kedua *Gateway* dioperasikan sebagai *Repeater* yang mengkonversikan sinyal transmisi antar frekuensi  $f_1$  dan  $f_2$  (atau  $f_2$  dan  $f_3$ ), sama baik dengan  $f_2$  dan  $f_3$  (atau  $f_2$  dan  $f_3$ ). Komunikasi antar anggota dari *subnetwork* dan *Base station* sangat mungkin jika melalui *Gateway* yang bertanggung jawab Namun, jaringan tersebut dapat diatur sehingga *Base Station* tersebut langsung mengontrol sejumlah pengguna (*subnetwork I*). *Gateway* tersebut dihubungkan ke jaringan dengan cara yang sama seperti *Repeater*. Kesimpulannya, jumlah yang meningkat dari *Gateway* dalam sebuah jaringan PLC mengurangi kapasitas dan mengakibatkan biaya yang tinggi. Namun, saat *Repeater* hanya menyediakan sinyal sederhana yang diteruskan, *Gateway* dapat menyediakan layanan pembagian secara pintar pada sumber jaringan yang ada, dan memastikan jaringan yang lebih efisien.



**Gambar 2.9.** *Gateway* pada jaringan PLC.

### 2.1.2. Struktur dan Topologi Jaringan PLC

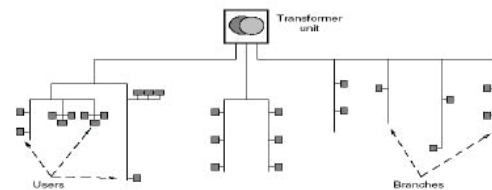
#### a. Topologi Jaringan Penyaluran Tegangan Rendah

Jaringan penyaluran tegangan rendah menggunakan berbagai tipe kabel transformer yang berbeda-beda. Semua dipasang dengan menyesuaikan pada standard. Masing-masing tempat / Negara berbeda standard tergantung beberapa faktor :

1. Lokasi Jaringan, Jaringan PLC bisa ditempatkan pada area, perumahan, industri atau bisnis, urban dan rural. Masing-masing memiliki karakteristik

meliputi jenis layanan, jumlah pengguna yang berbeda.

2. Kepadatan *Subscriber*, untuk masing-masing area juga memiliki kepadatan berbeda.
3. Panjang Jaringan, jarak antar unit trafo dengan *costumer* berbeda secara *significant* untuk area urban dan rural.
4. Design Jaringan, Jaringan LV mempunyai jumlah cabang (*network section*) yang bervariasi. Bentuk jaringan LV yang umum adalah sebagai berikut:



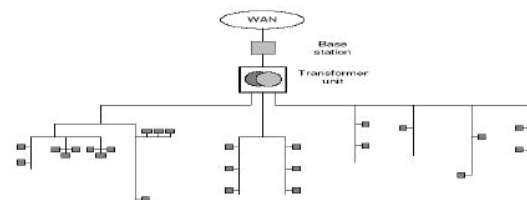
**Gambar 2.10.** Bentuk jaringan LV yang umum.

#### b. Management Jaringan Akses PLC

##### 1. Posisi *Base Station*

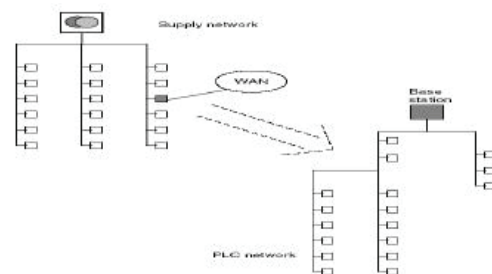
*Base Station* menghubungkan sistem akses PLC ke jaringan *backbone* (WAN) dan sesuai, merupakan sentral dalam struktur jaringan PLC. Ada beberapa kemungkinan letak *Base Station*:

1. *Base Station* ditempatkan pada unit *transformer*, menghubungkan ke WAN dan jaringan akses PLC pada topologi jaringan penyaluran tegangan rendah



**Gambar 2.11.** *Base Station* ditempatkan pada unit *Transformer*.

2. *Base Station* ditempatkan pada jalur tegangan rendah.

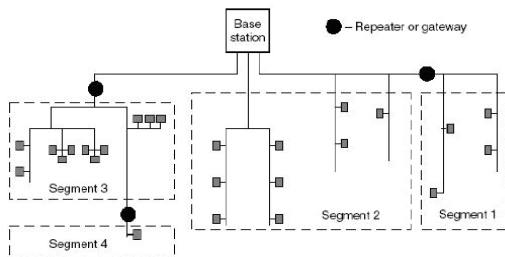


**Gambar 2.12.** *Base Station* ditempatkan pada jalur tegangan rendah.

Jika *Base Station* tidak ditempatkan pada unit transformer, titik sentral (titik koneksi ke *Backbone*) dari jaringan PLC dipindahkan ke tempat lain dalam jaringan. BS dapat pindah namun hanya disepanjang kabel saluran tenaga.

### c. Segmentasi Jaringan dengan Gateway

Dalam kasus ini *Gateway* mengontrol jaringan PLC serta melakukan koneksi dengan sentral *Base Station*. *Repeater* dan *Gateway* diaplikasikan pada jaringan akses PLC dan membagi dalam segmen-segmen jaringan yang pendek.



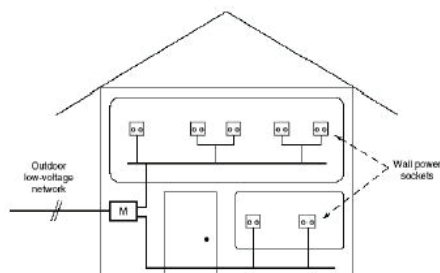
**Gambar 2.13.** Sistem jaringan akses PLC dengan Repeater.

Faktor batasan realisasi segmentasi jaringan menjadi masalah intervensi antar jaringan yang berdekatan. Maka perlu dipisahkan dengan spektrum frekuensi yang lebar.

### 2.1.3. Struktur Jaringan PLC dalam Gedung

Beberapa kelebihan jaringan PLC dalam rumah:

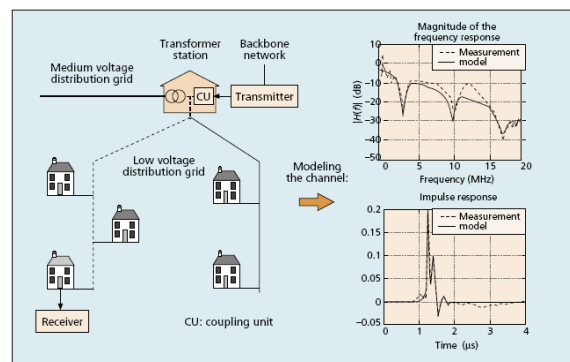
- Media transmisi sudah tersedia dalam jaringan listrik gedung
- Jaringan PLC dalam sebuah gedung dihubungkan ke jaringan akses via *Gateway*, tidak hanya ke sistem PLC tetapi juga bisa dihubungkan ke teknologi akses lainnya (DSL).
- Jaringan PLC dalam sebuah gedung bisa berdiri secara mandiri.
- Memungkinkan realisasi tanpa *Base Station*



**Gambar 2.14.** Topologi jaringan PLC di gedung

## 2.2. Model Kanal

Gagasan untuk menggunakan distribusi jaringan tenaga listrik untuk komunikasi bukanlah suatu hal yang baru. Untuk beberapa dekade banyak perusahaan penyedia daya telah menggunakan jaringan mereka untuk transmisi data. Tujuan utamanya yaitu untuk manajemen, kontrol, dan pengawasan pembangkit listrik, distribusi fasilitas operasi, komunikasi ini hanya meminta tingkat data yang agak rendah di dalam beberapa kilobits per detik. Tetapi banyak rintangan yang menghalangi cara itu untuk menjadi cepat dan mencari solusi yang mudah. Di salah satu sisi, saluran listrik ditunjukkan dengan banyak cabang, yang dapat merusak kualitas sinyal dengan banyak titik-titik refleksi. Di sisi yang lain efek hubungan silang yang kuat antara kawat didalam satu kabel harus kita perhitungkan.



**Gambar 2.15.** Struktur dari hubungan *network* akses tegangan-rendah tipe European dan perbandingan dari pengukuran dan model dari sebuah kanal sederhana.

### 2.2.1. Model *Multipath* Dari Kanal Saluran Listrik

Pendekatan propagasi *multipath*, yang pantas untuk menggambarkan perilaku transmisi dari kanal saluran listrik, telah diusulkan oleh Philipps dan Zimmermann. Model echo Philipps menggambarkan respon kanal *impulse* seperti suatu superposisi sinyal dari  $N$  Dirac yang mewakili superposisi sinyal dari  $N$  alur (*path*) yang berbeda. Masing-masing impulse ini dikalikan dengan sebuah faktor kompleks ( $\rho_i$ ) dan waktu tunda ( $\tau_i$ ). Faktor  $\rho_i$  menunjukkan produk dari refleksi dan faktor transmisi sepanjang masing-masing alur (*path*) echo. Hal ini mengarahkan ke arah fungsi transfer kanal yang kompleks.



$$H(f) = \sum_{i=1}^N \rho_i \cdot e^{-j \cdot 2\pi \cdot f \cdot \tau_i} \quad (1)$$

Model ini mengizinkan reproduksi realistis bentuk-bentuk dari fungsi *transfer* kanal dan oleh karena itu sangat cocok untuk menggambarkan kanal dalam rumah di mana karakteristik *low-pass* dari kanal tidaklah relevan. Untuk mendeskripsikan kanal yang menunjukkan perilaku *low-pass* seperti itu sebagaimana jaringan akses tipe eropa, Zimmermann memiliki usulan suatu model echo yang beradaptasi yang berisi pertambahan faktor atenuasi. Model ini menunjukkan superposisi sinyal-sinyal dari  $N$  alur yang berbeda, masing-masing alur secara individu dikarakteristik oleh suatu *weighting* faktor  $g_i$  dan panjang  $d_i$ . Lebih lanjut, atenuasi bergantung frekuensi dimodelkan oleh parameter-parameter  $\alpha_0$ ,  $\alpha_1$ , dan  $k$ . Seperti sebagai berikut :

$$H(f) = \sum_{i=1}^N g_i \cdot e^{-(\alpha_0 + \alpha_1 f^k) \cdot d_i} \cdot e^{-j 2\pi \cdot f \cdot \frac{d_i}{v_p}} \quad (2)$$

yang menggambarkan suatu bentuk penggunaan universal dan praktis dari suatu fungsi transfer yang kompleks untuk kanal saluran listrik. Sementara fungsi eksponensial yang pertama menggambarkan atenuasi, yang kedua, menggambarkan kecepatan propagasi ( $v_p$ ), yang menunjukkan skenario gema.

Parameter-parameter untuk model *multipath* dapat diperoleh dari pengukuran-pengukuran dari kompleks fungsi *transfer* kanal yang kompleks. Parameter-parameter atenuasi  $\alpha_0$  (*offset atenuasi*),  $\alpha_1$  (peningkatan atenuasi), dan  $k$  (eksponen dari atenuasi) dapat diperoleh dari besarnya tanggapan frekuensi. Untuk menentukan parameter lintasan  $d_i$  dan  $g_i$ , respon impulse sangat diperlukan. Respon impulse memberikan informasi tentang waktu tunda dari tiap lintasan, yang sebanding dengan  $d_i$ . Faktor-faktor pemberat  $g_i$  dapat diperoleh dari amplitudo dari masing-masing impulse. Nilai-nilai khas untuk banyaknya  $N$  lintasan di sekitar 5–50.

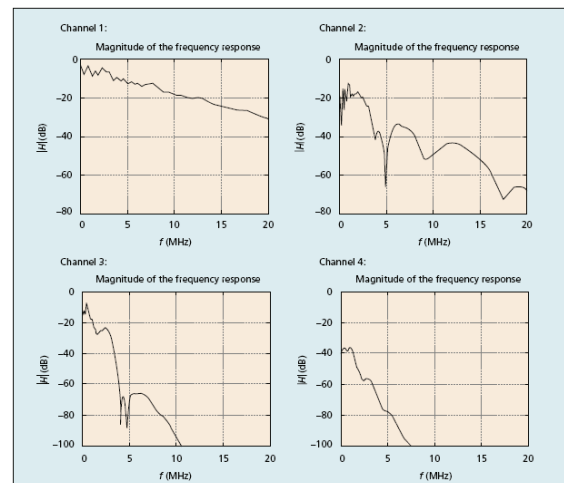
### 2.2.2. Kapasitas Kanal Power Line

Penilaian kapasitas kanal adalah satu prasyarat penting untuk mendesain sistem PLC. Yang yang didasarkan pada teori Shannon, untuk kanal AWGN batas teoritis

dari tingkat data dapat ditetapkan. Pencarian batas-batas seperti itu betul-betul tergantung dari rangkaian pelajaran, pada penskemaan sinyal dan usaha peningkatan teknologi. Untuk menerapkan teori Shannon, diperlukan spesifikasi dari *B bandwidth* yang dapat dipakai, kerapatan spektral daya dari *noise*, dan kerapatan spektral daya dari sinyal pada penerima. Jadi, dengan demikian, untuk mengukur penilaian kapasitas kanal atau hasil berbasis model dapat diguna-kan.

### 2.2.3. Pemilihan Band Transmisi PLC

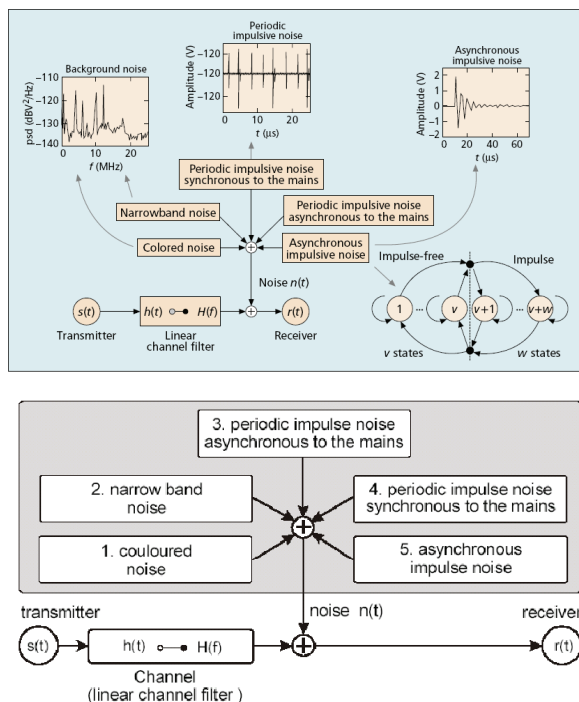
Dasar penilaian kapasitas kanal boleh mulai dimasukkan suatu bandwidth kira-kira 05-30 MHZ. Bagaimanapun, secara teknis faktor-faktor aturan akan dibatasi secara paksa. Sebagai suatu konsekuensi dari teori Shannon, band frekwensi dengan atenuasi yang rendah rapat spektral daya noise yang rendah seharusnya lebih disukai untuk memanfaatkan kapasitas kanal.



Gambar 2.16. Kanal-kanal referensi

### 2.3. Karakteristik Noise

Noise pada saluran listrik sebagian besar disebabkan oleh peralatan-peralatan listrik yang disambungkan ke saluran ini. Sehingga perilaku statistik dari noise buatan manusia ini adalah sungguh berbeda dari *white gaussian noise*, dan karakteristik-karakteristiknya bisa berubah dalam periode waktu yang sangat singkat. Oleh karena itu sebuah model yang dapat menggambarkan statistika nilai sesaat dari sebuah noise sangat diperlukan. Menurut dokumen yang berbeda, penambahan noise di dalam *channel broadband* komunikasi saluran listrik dapat diperlakukan sebagai tambahan dari lima tipe noise, seperti yang ditunjukkan Gambar dibawah ini.



Gambar 2.17. Skenario Noise pada saluran listrik

### 2.3.1. Colored Background Noise

Colored background noise berada pada saluran listrik sepanjang waktu dan sebagian besar terjadi karena trafo distribusi, sistem pencahayaan publik dan beban-beban yang jauh. Kerapatan spektrum energi (psd) berkurang dengan frekuensi. Tingkat noise ini lebih tinggi di bawah 5 MHz jika dibandingkan dengan sisa dari spektrum. Pada level itu sedikit bervariasi dari waktu ke waktu dalam kaitan dengan beberapa menit atau bahkan jam.

Noise colored background ditandai oleh suatu rapat spektral energi yang hampir rendah, yang bagaimanapun, dengan penambahan yang signifikan terhadap frekuensi yang lebih rendah. Noise jenis ini dapat didekati oleh beberapa sumber dari white noise di dalam band frekuensi nonoverlapping dengan perbedaan amplitudo noise. Noise ini disebabkan oleh peralatan-peralatan rumah tangga yang umum seperti komputer, lampu penyorot, atau alat pengering rambut, yang mana dapat menyebabkan gangguan di dalam cakupan frekuensi sampai dengan 30 MHz.

### 2.3.2. Narrow Band Noise

Narrow band noise ini adalah noise terbatas pada suatu bagian band frekuensi yang sempit, di mana tingkatan itu adalah mendekati konstan. Itu sebagian besar terjadi

dalam MW (300 kHz – 3 MHz) dan SW (3 MHz – 30 MHz) pada sinyal siaran radio yang menyebar di saluran listrik. Tingkatan ini secara umum bervariasi dengan waktu perjam dalam satu hari (tinggi pada malam hari dan banyak menurun pada siang hari). Secara normal amplitudo narrow band noise adalah 10-30 dB di atas tingkatan background noise di dalam band milik mereka masing-masing. Itu diamati dari pengukuran-pengukuran bahwa narrow band noise tersebar di setiap cakupan frekuensi.

### 2.3.3. Periodic Impulse Noise Synchronous

Noise impulsif periodik, serempak pada frekuensi utama: Impulse ini mempunyai suatu tingkat pengulangan pada 50 Hz atau 100 Hz dan serempak pada siklus utama. Mereka berasal dari durasi waktu yang pendek (beberapa mikrosekon) dan mempunyai rapat spektrum energi yang berkurang terhadap frekuensi. Noise jenis ini disebabkan oleh operasi power supply yang serempak dengan siklus utama.

Noise impulsif periodik Synchronous sebagian besar disebabkan oleh rectifier arus pada DC power supply dan peralatan-peralatan seperti alat peredam cahaya thyristor berbasis triac. Secara umum, tingkat pengulangan dari berbagai frekuensi utama teramati.

### 2.3.4. Periodic Impulse Noise Asynchronous

Noise impulsif periodik, tak serempak pada frekuensi utama: Kebanyakan dari waktu, noise jenis ini disebabkan oleh Switched-Mode Power Supplies (SMPS). Pulsa-pulsa ini dalam banyak kasus mempunyai suatu tingkat pengulangan antara 50 kHz dan 200 kHz, yang mengakibatkan suatu spektrum dengan bentuk terpisah yang teratur jarak frekuensinya yang terus berulang-ulang.

Noise impulsif periodik asynchronous memperlihatkan bagian-bagian yang sangat tinggi tingkat pengulangan dari 50–200 kHz. Interferensi seperti itu sebagian besar disebabkan oleh penggunaan luas dari switching power supply yang ditemukan dalam berbagai peralatan rumah tangga sekarang-sekarang ini.

### 2.3.5. Impulse Noise Asynchronous

Noise impulsif tak serempak: Noise impulse jenis ini disebabkan oleh pensakelaran transien di jaringan karena menswitch on/off beban dan penerangan. Impulse ini mempunyai waktu durasi dari mikrosekon

sampai ke beberapa milisekon dengan waktu tiba yang acak. Rapat spektrum energi dari noise jenis ini dapat menjangkau nilai lebih dari 50 dB di atas *background noise*.

Noise impulsif aperiodik asynchronous sebagian besar disebabkan oleh transien pensakelaran (*switching*), yang terjadi di setiap suatu jaringan *power supply* pada irregular interval.

Noise impulsif tak serempak dikarakterisasi oleh tiga *random* variabel: amplitudo, lebar *impulse*, dan waktu antara kedatangan dari dua *impulse*. Dari analisis suatu model matematika untuk sintesa akan diperoleh, berdasar pada suatu bagian pendekatan rantai markov. Model ini terdiri dari dua kelas dari *state*: yang disebut *noise state* (yaitu *impulse state*) dan bebas *impulse state* (gambar 2.17).

### III. Perancangan Model Dan Simulasi Sistem

#### 3.1 Model Noise Impulsif

Noise dapat didefinisikan sebagai sinyal yang tidak diinginkan yang mengganggu komunikasi, pengukuran, persepsi, dan pemrosesan informasi sinyal. Sebuah noise sendiri adalah sebuah sinyal yang menyampaikan informasi mengenai sumber kebisingan. Sumber noise banyak, bervariasi dan termasuk thermal noise listrik konduktor intrinsik, tembakkan noise yang melekat dalam arus listrik mengalir, *switching*, dan gangguan akibat berbagai tingkat impedansi, pelemahan, dan lain-lain. Noise merupakan salah satu faktor utama yang membatasi kapasitas transmisi data dalam komunikasi. Oleh karena itu, pemodelan dan penghapusan efek noise telah menjadi inti dari teori dan praktek untuk sistem komunikasi digital pada umumnya dan komunikasi pada saluran listrik pada khususnya.

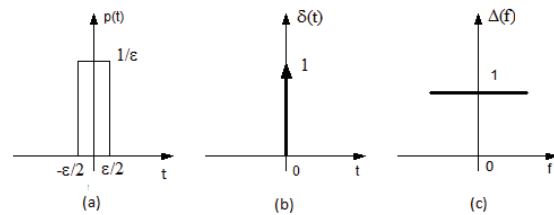
Noise di dalam PLC adalah sebuah masalah yang signifikan untuk transmisi data. Hal ini karena PLC tidak memiliki sifat yang mirip dengan noise Gaussian yang dapat dianalisis dengan mudah dari penerima. Noise di PLC berasal dari beragam luas sumber-sumber gangguan.

##### 3.1.1. Noise Impulsif

Pada bagian ini, konsep matematik dari analog dan digital impuls akan dijelaskan. Mempertimbangkan pulsa unit area  $p(t)$  yang ditunjukkan dalam gambar 3.1.a. Dengan

lebar pulsa  $\varepsilon$ , jika menuju nol maka pulsa cenderung menjadi sebuah impuls. Fungsi impuls di tunjukkan dalam gambar 3.1.b yang didefinisikan sebagai sebuah pulsa dengan lebar waktu yang sangat kecil sebagai berikut :

$$\delta(t) = \lim_{\varepsilon \rightarrow 0} p(t) = \begin{cases} 1/\varepsilon, & |t| \leq \varepsilon/2 \\ 0, & |t| > \varepsilon/2 \end{cases} \quad (3.1)$$



**Gambar 3.1 :** (a) Sebuah area unit pulsa; (b) Pulsa menjadi sebuah impuls  $\varepsilon \rightarrow 0$ ; (c) Spektrum dari fungsi impuls

Integral dari fungsi impulsive diberikan oleh :

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = \varepsilon \times \frac{1}{\varepsilon} = 1 \quad (3.2)$$

*Transform Fourier* dari fungsi impuls diperoleh dari :

$$\Delta(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) e^{-j2\pi ft} dt = e^0 = 1, -\infty < f < \infty \quad (3.3)$$

Dimana  $f$  adalah variabel frekuensi.

Digital impuls  $\delta(m)$  didefinisikan sebagai sebuah sinyal dengan durasi satu sample dan dinyatakan sebagai berikut :

$$\delta(m) = \begin{cases} 1, & m=0 \\ 0, & m \neq 0 \end{cases} \quad (3.4)$$

Dimana variable  $m$  menunjukkan indeks waktu diskrit, dengan menggunakan *Transform Fourier*, spectrum frekuensi impuls digital dapat diberikan oleh :

$$\Delta(j\omega) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \delta(m) e^{-j2\omega m} = 1, -\infty < \omega < \infty \quad (3.5)$$

Di dalam sistem komunikasi, sebuah noise type impulsif yang nyata memiliki durasi yang biasanya lebih dari satu sampel yang panjang. Noise impulsif juga berasal pada beberapa titik di dalam ruang dan waktu, dan kemudian menjalar melalui saluran ke penerima.



### 3.1.2. Model Statistik Untuk Noise Impulsif

Dalam bagian ini, sejumlah model statistik untuk karakterisasi proses noise impulsif ditinjau. Urutan noise impulsif,  $n_i(m)$ , terdiri dari pulsa durasi pendek dari amplitudo acak, durasi, dan waktu kejadian, kemudian dapat dimodelkan sebagai *output* dari filter aliran P sebagai berikut : [...] *advanced digital signal processing and noise reduction*

$$n_i(m) = \sum_{k=0}^{P-1} h_k n(m-k) b(m-k) \quad (3.6)$$

Dimana  $b(m)$  adalah model urutan acak nilai biner waktu terjadinya noise impulsif,  $n(m)$  adalah sebuah proses acak nilai kontinu yang memodelkan amplitudo impuls dan  $h_k$  adalah respon impuls dari sebuah filter yang memodelkan durasi dan bentuk setiap impuls. Dua hal yang paling dasar dan populer proses statistik digunakan untuk memodelkan noise impulsif sebagai urutan biner amplitudo dimodulasi yaitu dengan model proses *Bernoulli Gaussian* dan *Poisson Gaussian*, yang akan dibahas kemudian.

#### 3.1.2.1 Model Bernoulli-Gaussian Dari Noise Impulsif

Dalam noise impulsif model *Bernoulli Gaussian*, waktu acak dari kejadian impuls dimodelkan dengan proses biner Bernoulli,  $b(m)$ , dan amplitudo impuls dimodelkan dengan proses Gaussian. Proses Bernoulli,  $b(m)$ , adalah proses nilai biner yang mengambil nilai 1 dengan probabilitas  $\alpha$  dan nilai 0 dengan probabilitas  $(1 - \alpha)$ . Fungsi massa probabilitas (pmf) dari suatu proses Bernoulli diberikan sebagai berikut:

$$P_B[b(m)] = \begin{cases} \alpha, & \text{for } b(m) = 1 \\ 1 - \alpha, & \text{for } b(m) = 0 \end{cases} \quad (3.7)$$

Rata-rata nol fungsi densitas probabilitas Gaussian (pdf) dari amplitudo acak suatu noise impulsive diberikan oleh

$$p_N[n(m)] = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_n} \exp\left\{-\frac{n^2(m)}{2\sigma_n^2}\right\} \quad (3.8)$$

Dimana  $\sigma_n^2$  adalah variansi dari amplitudo noise. Didalam model *Bernoulli Gaussian* maka fungsi densitas probabilitas dari noise impuls,  $n_i(m)$ , diberikan sebagai berikut :

$$p_N^{BG}[n_i(m)] = (1 - \alpha)\delta[n_i(m)] + \alpha p_N[n_i(m)] \quad (3.9)$$

Dimana  $\delta[n_i(m)]$  adalah fungsi *delta Kronecker*. Perhatikan bahwa fungsi  $p_N^{BG}[n_i(m)]$  adalah campuran dari suatu fungsi massa probabilitas diskrit  $\delta[n_i(m)]$  dan fungsi densitas probabilitas kontinu  $p_N[n_i(m)]$

#### 3.1.2.2 Model Poisson-Gaussian Dari Noise Impulsif

Dalam model *Poisson Gaussian* probabilitas terjadinya suatu peristiwa noise impulsif dimodelkan oleh proses *Poisson*, dan distribusi amplitudo acak noise impulsif dimodelkan oleh proses Gaussian. Dalam proses *Poisson*, seperti dijelaskan dalam [41], adalah sebuah proses penghitungan peristiwa acak. Dalam model *Poisson*, kemungkinan terjadinya  $k$  peristiwa noise impulsif dalam selang waktu  $T$  diberikan oleh :

$$P(k, T) = \frac{(\lambda T)^k}{k!} e^{-\lambda T} \quad (3.10)$$

Dimana  $\lambda$  adalah fungsi kecepatan dengan sifat-sifat berikut :

- $\Pr(\text{satu impuls dalam interval waktu kecil } \Delta t) = \lambda \Delta t$
- $\Pr(\text{nol impuls dalam interval waktu kecil } \Delta t) = 1 - \lambda \Delta t$

Diasumsikan bahwa tidak lebih dari satu peristiwa noise impulsif dapat terjadi dalam selang waktu  $\Delta t$ . Di dalam model *Poisson Gaussian* fungsi densitas probabilitas (pdf) noise impulsive,  $n_i(m)$ , dalam selang waktu kecil  $\Delta t$  diberikan sebagai berikut :

$$p_N^{PG}[n_i(m)] = (1 - \lambda \Delta t)\delta[n_i(m)] + \lambda \Delta t p_N[n_i(m)] \quad (3.11)$$

Dimana, seperti sebelumnya,  $p_N[n_i(m)]$  adalah fungsi densitas Gaussian (pdf).

#### 3.1.3. Model-model Noise Impulsive Di Dalam PLC

Seperti disebutkan sebelumnya, noise dalam komunikasi saluran listrik diklasifikasikan menjadi *noise background* dan *noise impulsif*. *Noise background* adalah *stasioner* dan dapat dimodelkan dengan distribusi Gaussian klasik. Untuk model noise impulsif, orang dapat menggunakan banyak model yang berbeda. Namun, yang paling banyak model yang telah digunakan berasal dari dua model dasar yang diperkenalkan dalam bagian 3.1.2. Model ini adalah campuran dua

model gaussian dan model noise impulsive Middleton kelas A.

### 3.1.3.1. Campuran Dua Model Gaussian Untuk Noise Di Dalam PLC

Di dalam PLC, untuk menyederhanakan analisis sistem, model noise sederhana biasanya digunakan campuran dua Gaussian noise impuls. Campuran dua model Gaussian berdasarkan model Gaussian Bernoulli seperti dibahas dalam bagian 3.1.2.1. Probabilitas terjadinya noise impulsif adalah sebuah proses acak Bernoulli dan amplitudo dikendalikan oleh suatu distribusi Gaussian. Noise background juga dimodelkan dengan distribusi Gaussian lain. Oleh karena itu, fungsi densitas probabilitas (pdf) campuran dua Gaussian noise impulsif diberikan oleh:

$$p_N(n) = (1 - \epsilon)N(0, \sigma^2) + \epsilon N(0, \kappa \sigma^2) \quad (3.12)$$

Dimana  $\epsilon$  adalah probabilitas dari kejadian noise impuls,  $N(0, \sigma^2)$  adalah distribusi Gaussian dari rata-rata nol dan variansi  $\sigma^2$  yang menunjukkan bahwa itu adalah noise background,  $N(0, \kappa \sigma^2)$  merupakan komponen model noise impuls juga dengan distribusi Gaussian tetapi variansinya  $\kappa$  kali lebih besar dibandingkan noise background.

Meskipun model campuran dua Gaussian adalah sederhana dan sering digunakan untuk menganalisis sistem PLC, tetapi itu tidak memberikan model yang akurat dari noise impulsif sebenarnya. Model lain, yang lebih akurat daripada model campuran dua Gaussian dan juga digunakan secara luas, akan dibahas dalam bagian berikutnya.

### 3.1.3.2. Model Middleton's Class-A Dari Noise Impulsif

Salah satu karakteristik saluran listrik yaitu dengan adanya gangguan impulsif yang dihasilkan dari peralatan listrik yang terhubung ke saluran listrik. Noise impulsif adalah salah satu faktor yang serius yang mempengaruhi komunikasi digital melalui saluran listrik. Terjadinya noise impulsif dapat menyebabkan bit atau burst error dalam transmisi data. Model noise kelas A Middleton adalah salah satu model untuk lingkungan noise impulsif [1], [2]. Fungsi densitas probabilitas (PDF) dari noise kelas A diberikan oleh :

$$p_A(z) = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{e^{-A} A^m}{m!} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_m} \exp\left(-\frac{z^2}{2\sigma_m^2}\right) \quad (3.13)$$

$$\text{Dengan } \sigma_m^2 = \sigma^2 \frac{\left(\frac{m}{A + \Gamma}\right)}{1 + \Gamma} \quad \text{dimana } A$$

adalah indeks impulsive,  $\Gamma = \frac{\sigma_G^2}{\sigma_I^2}$  adalah

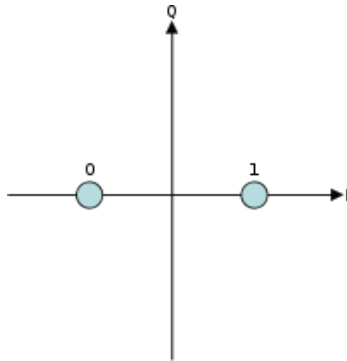
GIR (Gaussian-to-Impulsive noise power Ratio) dengan  $\sigma_G^2$  sebagai daya noise Gaussian dan  $\sigma_I^2$  sebagai daya noise impulsif.

Noise  $z$  diikuti oleh [1] selalu meliputi noise Gaussian Background dengan daya  $\sigma_G^2$ . Disisi lain, sumber-sumber noise impulsif ini di distribusikan dengan distribusi Poisson  $(e^{-A} A^m)/m!$ . Salah satu sumber noise impulsif menghasilkan noise yang dikarakteristikan oleh Gaussian PDF dengan varians  $\sigma_I^2/A$ . Akibatnya pada waktu pengamatan tertentu dengan asumsi bahwa jumlah sumber-sumber noise impulsif adalah  $m$ , yang dikarakteristikan oleh distribusi Poisson dengan rata-rata (mean)  $A$ , noise dari penerima dikarakteristikan oleh Gaussian PDF dengan varians  $\sigma_m^2 = \sigma_G^2 + (m\sigma_I^2/A)$ . Dengan  $A$  menjadi lebih besar, noise impulsif akan terus-menerus dan noise kelas A akan seperti noise Gaussian.

## 3.2. Turbo Decoding Mengatasi Saluran Noise Kelas A

### 3.2.1. Modulasi Binary Phase Shift Keying

BPSK atau 2-PSK adalah bentuk sederhana dari fase shift keying (PSK). Sistem ini menggunakan dua tahap yang dipisahkan oleh  $180^\circ$  dan begitu juga dapat disebut 2-PSK. Tidak persis di mana titik-titik konstelasi ditempatkan, dan di dalam gambar BPSK ditampilkan pada sumbu nyata, pada  $0^\circ$  dan  $180^\circ$ . Modulasi ini adalah yang paling kuat dari semua modulasi PSK karena mengambil tingkat tertinggi dari kebisingan atau distorsi untuk membuat demodulator mencapai keputusan yang salah. Namun demikian, BPSK hanya mampu memodulasi pada 1 bit / simbol (seperti terlihat dalam gambar) dan karenanya tidak cocok untuk aplikasi data-rate tinggi ketika bandwidth terbatas. Dengan adanya pergeseran-fase yang berubah-ubah pada saluran komunikasi, demodulator tidak mampu membedakan titik konstelasi yang dipilih. Akibatnya, data sering dikodekan berbeda-beda sebelum dimodulasi.



Gambar 3. 2. Konstelasi BPSK

### Implementasi

Bentuk umum untuk BPSK persamaan berikut:

$$s_b(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t + \pi(1-n)), n = 0, 1.$$

Ini menghasilkan dua fase, 0 dan  $\pi$ . Dalam bentuk tertentu, data biner sering disampaikan dengan sinyal berikut:

$$s_0(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t + \pi) = -\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t)$$

untuk biner "0"

$$s_1(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t)$$

untuk biner "1"

dimana  $f_c$  adalah frekuensi gelombang-carrier. Karena itu, sinyal-ruang dapat diwakili oleh satu fungsi dasar

$$\phi(t) = \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(2\pi f_c t)$$

di mana 1 yang diwakili oleh  $\sqrt{E_b}\phi(t)$  dan 0 diwakili oleh  $-\sqrt{E_b}\phi(t)$ . Bentuk ini, tentu saja berubah-ubah.

Penggunaan fungsi basis ini ditampilkan di akhir bagian berikutnya didalam diagram waktu sinyal. Sinyal paling atas adalah gelombang kosinus BPSK-dimodulasi yang akan dihasilkan modulator BPSK. Bit-stream yang menyebabkan output ini ditampilkan di atas sinyal (bagian-bagian lain dari angka ini hanya relevan untuk QPSK).

### Bit Error Rate (BER)

Bit error rate (BER) dari BPSK dalam AWGN dapat dihitung dengan persamaan sebagai berikut : (Sistem Komunikasi, H. Stern & S. Mahmoud, Pearson Prentice Hall, 2004, p283)

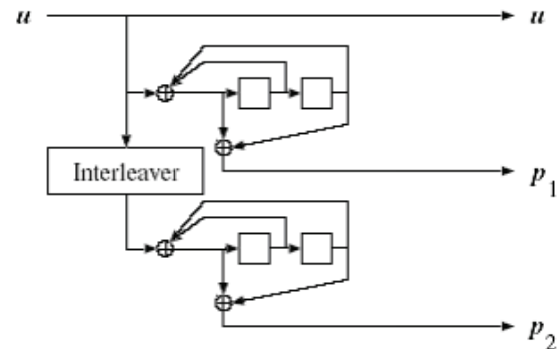
$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)$$

atau

$$P_b = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)$$

Karena hanya ada satu bit per simbol, maka ini juga merupakan simbol error rate.

### 3.2.2. Turbo Encoder



Gambar 3.3. Sebuah contoh dari turbo encoder dengan dua encoder RSC identik.

Dalam tulisan ini akan dipertimbangkan contoh turbo encoder seperti ditunjukkan pada Gambar.1. Turbo encoder yang mempekerjakan dua *convolutional* sistematis rekursif identik (RSC) dengan rate  $\frac{1}{2}$ , dan generator matriks :

$$g(D) = \left[ 1, \frac{1 + D^2}{1 + D + D^2} \right] \quad (3.14)$$

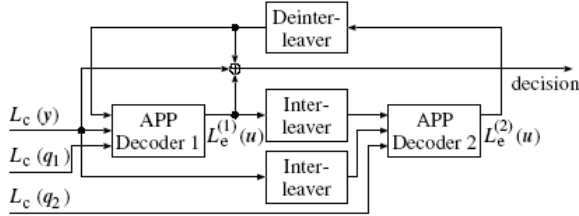
Dimana  $D$  merepresentasikan sebuah unit delay operator.

Turbo encoder memiliki tiga output. Salah satunya adalah urutan informasi bit  $u = (u_1, u_2, u_3, \dots, u_N)$ , sedangkan yang lain adalah urutan bit paritas  $p_1 = (p_{1,1}, p_{1,2}, p_{1,3}, \dots, p_{1,N})$  dan  $p_2 = (p_{2,1}, p_{2,2}, p_{2,3}, \dots, p_{2,N})$ . Juga,  $p = (p_1, p_2, p_3, \dots, p_N)$  menunjukkan baik  $p_1$  dan  $p_2$ . Interleaver pada Gambar.1 adalah blok acak interleaver berukuran  $N$ . Jadi, turbo encoder adalah sebuah blok encoder dengan rate  $\frac{1}{3}$  yang memiliki  $N$  input dan  $3N$  output. Bit paritas  $p$  boleh dimasukkan.

Dalam hal ini, telah diasumsikan bahwa modulasinya adalah BPSK dan saluran AWGN atau AWAN dengan densitas spectral daya noise Gaussian sebesar  $N_0$ , kemudian ditunjukkan urutan output filter yang cocok dengan urutan sebagai berikut :  $y = (y_1, y_2, y_3, \dots, y_N)$ ,  $q_1 = (q_{1,1}, q_{1,2}, q_{1,3}, \dots, q_{1,N})$ , dan  $q_2 =$

$(q_{2,1}, q_{2,2}, q_{2,3}, \dots, q_{2,N})$  yang masing-masing sesuai dengan  $u, p_1, p_2$ . Juga  $q = (q_1, q_2, q_3, \dots, q_N)$  menunjukkan baik  $q_1$  atau  $q_2$ , dan kita tetapkan  $z = (z_1, z_2, z_3, \dots, z_N)$  sebagai  $z_k = (y_k, q_k)$ .

### 3.2.3. Turbo Decoder



**Gambar 3.4.** Sebuah contoh dari turbo decoder dengan dua APP decoder.

Dalam tesis ini, turbo decoder ditunjukkan seperti pada gambar.3.4. Konfigurasi turbo decoder ini di ilustrasikan pada [9]. Turbo decoder mempunyai dua APP (A Posteriori Probability) decoder yang sesuai dengan RSC encoder pada turbo encoder. Setiap APP decoder merupakan keadaan yang tidak optimal atau sub-optimal MAP decoder.

Kita menjelaskan secara singkat tentang MAP decoder. Untuk lebih jelasnya coba lihat [6] – [10]. MAP decoding menghitung suatu LLR (Log Likelihood Ratio) dari probabilitas Aposteriori.

$$L\left(\hat{\mu}_k\right) = L(\mu_k | z) = \ln \frac{\Pr\{\mu_k = +1 | z\}}{\Pr\{\mu_k = -1 | z\}}, \quad (3.15)$$

$$\begin{aligned} L\left(\hat{\mu}_k\right) &= \ln \frac{\sum_{u, u_k = +1} \Pr\{u^k, y^k, q\}}{\sum_{u, u_k = -1} \Pr\{u^k, y^k, q\}} + \ln \frac{\Pr\{y_k | u_k = +1\}}{\Pr\{y_k | u_k = -1\}} + \ln \frac{\Pr\{u_k = +1\}}{\Pr\{u_k = -1\}} \\ &= L_e(u_k) + L_c(y_k) + L(u_k) \end{aligned}$$

Dimana  $\Pr\{\mu_k | z\}$  adalah probabilitas dari  $\mu_k$  yang disyaratkan cocok dengan output filter  $z$ . LLR  $L\left(\hat{\mu}_k\right)$  dapat dibagi menjadi tiga hubungan

$$(3.16)$$

Dimana  $u^k$  dan  $y^k$  adalah urutan yang masing-masing menggantikan nilai  $u_k$  dan  $y_k$  dari  $u$  dan  $y$ .  $L_e(u_k)$ ,  $L_c(y_k)$ , dan  $L(u_k)$  masing-masing sebagai nilai ekstrinsik, nilai saluran, dan nilai apriori.

Biarkan  $S_k$  menjadi sebuah state encoder pada waktu  $k$ . Untuk menghitung nilai ekstrinsik,  $L_e(u_k)$  diperluas menjadi

$$L_e(u_k) = \ln \frac{\sum_{\substack{(S_{k-1}, S_k) \\ u_k = +1}} \alpha_{k-1}(S_{k-1}) \gamma'_k(S_{k-1}, S_k) \beta_k(S_k)}{\sum_{\substack{(S_{k-1}, S_k) \\ u_k = -1}} \alpha_{k-1}(S_{k-1}) \gamma'_k(S_{k-1}, S_k) \beta_k(S_k)}. \quad (3.17)$$

Rekursi maju dari hasil algoritma MAP

$$\alpha_k(S_k) = \Pr\{S_k, z_1^k\} = \sum_{S_{k-1}} \gamma_k(S_{k-1}, S_k) \alpha_{k-1}(S_{k-1})$$

Dan hasil rekursi mundur

$$\beta_{k-1}(S_{k-1}) = \Pr\{z_k^N | S_{k-1}\} = \sum_{S_k} \gamma_k(S_{k-1}, S_k) \beta_k(S_k)$$

Dimana  $z_i^j$  adalah urutan dari  $z_i$  sampai dengan  $z_j$ . Juga,  $\gamma_k(S_{k-1}, S_k)$  dan  $\gamma'_k(S_{k-1}, S_k)$  dapat diperluas menjadi

$$\gamma_k(S_{k-1}, S_k) = \Pr\{z_k | u_k\} \Pr\{u_k\} \propto \exp\left(\frac{1}{2} L_c(y_k) u_k + \frac{1}{2} L_c(q_k) p_k + \frac{1}{2} L(u_k) u_k\right)$$

dan

$$\gamma'_k(S_{k-1}, S_k) = \Pr\{q_k | u_k\} \propto \exp\left(\frac{1}{2} L_c(q_k) p_k\right)$$

Oleh karena itu, jika  $L_c(y_k)$ ,  $L_c(q_k)$ , dan  $L(u_k)$  diberikan, maka  $L\left(\hat{u}_k\right)$  atau  $L_e(u_k)$  dapat dihitung.

Seperti ditunjukkan dalam gambar 3.4, input dari APP decoder  $L_c(y_k)$ ,  $L_c(q_k)$ , dan  $L(u_k)$ , dan output dari APP decoder

$L\left(\hat{u}_k\right)$  atau  $L_e(u_k)$ . Didalam turbo decoder,

APP decoder saat ini memanfaatkan nilai ekstrinsik  $L_e(u_k)$  dari APP decoder sebelumnya sebagai nilai apriori  $L(u_k)$ . Dengan bergantian proses APP decoder 1 dan 2 berlangsung seperti didalam gambar 3.4, turbo decoder dapat meningkatkan kehandalan dari nilai ekstrinsik  $L_e(u_k)$ .

Setelah sesuai jumlah pergantian-pergantian APP decoder 1 dan 2, turbo decoder output  $L_c(y_k) + L_e^{(1)}(u_k) + L_e^{(2)}(u_k)$  untuk

pengambilan dimana  $L_e^{(1)}(u_k)$  dan  $L_e^{(2)}(u_k)$  adalah masing-masing nilai ekstrinsik dari APP decoder 1 dan 2. Jika output turbo decoder

adalah positif atau negatif, maka output detektor menjadi +1 atau -1.

Dalam hal ini nilai-nilai saluran  $L_c(y_k)$  dan  $L_c(q_k)$  yang merupakan masukan turbo decoder akan menjadi perhatian, selanjutnya yang diperhatikan hanyalah  $L_c(y_k)$ . Jika saluran adalah saluran AWGN, maka nilai saluran  $L_c(y_k)$  dapat diturunkan sebagai berikut :

$$L_c(y_k) = 4 \cdot \frac{E_s}{N_0} \cdot y_k \quad (3.18)$$

Dimana  $E_s$  mewakili symbol energi dan  $N_0$  mewakili salah satu sisi densitas spectral daya noise Gaussian. Namun, nilai saluran (3.18) tidak mengarah ke optimal turbo decoding untuk lingkungan noise kelas A. Oleh karena itu, kita memperoleh nilai saluran melalui saluran AWAN.

Dengan  $\sigma_m^2 = \sigma^2 \frac{\left(\frac{m}{A+\Gamma}\right)}{1+\Gamma}$  dimana A adalah indeks impulsif,  $\Gamma = \frac{\sigma_G^2}{\sigma_I^2}$  adalah GIR (Gaussian-to-Impulsive noise power Ratio) dengan  $\sigma_G^2$  sebagai daya noise Gaussian dan  $\sigma_I^2$  sebagai daya noise impulsif. Maka dapat kita hitung :

$$\sigma_m^2 = \sqrt{\frac{N_0 \left(\frac{m}{A+\Gamma}\right)}{2(1+\Gamma)}}, \quad \text{dimana} \quad \sigma^2 = \frac{N_0}{2}$$

sehingga

$$\frac{1}{\sigma_m^2} = \frac{2(1+\Gamma)}{N_0 \left(\frac{m}{A+\Gamma}\right)}$$

$$\frac{1}{\sigma_m} = \sqrt{\frac{2(1+\Gamma)}{N_0 \left(\frac{m}{A+\Gamma}\right)}}$$

$$L_e(y_k) = \ln \frac{P_r\{y_k | u_k = +1\}}{P_r\{y_k | u_k = -1\}} = \ln \frac{P_A(y_k - 1)}{P_A(y_k + 1)}$$

$$= \ln \left\{ \frac{\sum_0^{\infty} \frac{A^m}{m!} \sqrt{\frac{1+\Gamma}{m/(A+\Gamma)}} e^{-\frac{(y_k-1)^2}{2\sigma_m^2}}}{\sum_0^{\infty} \frac{A^m}{m!} \sqrt{\frac{1+\Gamma}{m/(A+\Gamma)}} e^{-\frac{(y_k+1)^2}{2\sigma_m^2}}} \right\}$$

$$= \ln \left\{ \frac{\sum_0^{\infty} \frac{A^m}{m!} \sqrt{\frac{1+\Gamma}{m/(A+\Gamma)}} e^{-\frac{(1+\Gamma)}{m/(A+\Gamma)N_0} (y_k-1)^2}}{\sum_0^{\infty} \frac{A^m}{m!} \sqrt{\frac{1+\Gamma}{m/(A+\Gamma)}} e^{-\frac{(1+\Gamma)}{m/(A+\Gamma)N_0} (y_k+1)^2}} \right\}$$

$$= \ln \left\{ \frac{\sum_0^{\infty} \frac{A^m}{m!} \sqrt{\frac{(1+\Gamma)(A+\Gamma)}{m}} e^{-\frac{(1+\Gamma)(A+\Gamma)}{m} \frac{1}{N_0} (y_k-1)^2}}{\sum_0^{\infty} \frac{A^m}{m!} \sqrt{\frac{(1+\Gamma)(A+\Gamma)}{m}} e^{-\frac{(1+\Gamma)(A+\Gamma)}{m} \frac{1}{N_0} (y_k+1)^2}} \right\} \quad (3.19)$$

Dari PDF noise kelas A  $p_A(z)$ . Nilai saluran (3.19) mengarah ke optimal turbo decoding di dalam lingkungan noise kelas A. Nilai saluran tersebut disebut juga filter dengan input  $y_k$  dan output  $L_c(y_k)$  di dalam lingkungan noise kelas A pada sebuah filter kelas A. Secara umum, tidak seperti kasus noise Gaussian, nilai saluran  $L_c(y_k)$  untuk noise kelas A adalah non-linear.

Perhitungan nilai saluran untuk lingkungan noise kelas A mungkin terlalu sulit dalam praktek. Oleh karena itu, akan diusulkan beberapa pendekatan untuk menghitung beberapa nilai saluran. Mari kita definisikan beberapa usulan tersebut :

Usulan 1

$$L_e(y_k) = \ln \left\{ \frac{\sum_0^{\infty} \frac{A^m}{m!} \sqrt{\frac{A\Gamma}{m+A\Gamma}} e^{-\frac{A\Gamma}{m+A\Gamma} \frac{1}{N_0} (y_k-1)^2}}{\sum_0^{\infty} \frac{A^m}{m!} \sqrt{\frac{A\Gamma}{m+A\Gamma}} e^{-\frac{A\Gamma}{m+A\Gamma} \frac{1}{N_0} (y_k+1)^2}} \right\}$$

Usulan 2

$$L_e(y_k) = \ln \left\{ \frac{\sum_0^{\infty} \frac{A^m}{m!} \sqrt{\frac{A+A\Gamma}{m+A\Gamma}} e^{-\frac{A+A\Gamma}{m+A\Gamma} \frac{1}{N_0} (y_k-1)^2}}{\sum_0^{\infty} \frac{A^m}{m!} \sqrt{\frac{A+A\Gamma}{m+A\Gamma}} e^{-\frac{A+A\Gamma}{m+A\Gamma} \frac{1}{N_0} (y_k+1)^2}} \right\}$$



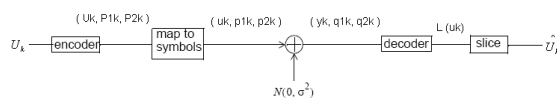
### Usulan 3

$$L_e(y_k) = \ln \left\{ \frac{\sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \sqrt{\frac{A + A\Gamma + \Gamma + \Gamma^2}{m}} e^{-\frac{A + A\Gamma + \Gamma + \Gamma^2}{m} \frac{1}{N_0} (y_k - 1)^2}}{\sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \sqrt{\frac{A + A\Gamma + \Gamma + \Gamma^2}{m}} e^{-\frac{A + A\Gamma + \Gamma + \Gamma^2}{m} \frac{1}{N_0} (y_k + 1)^2}} \right\}$$

Dengan pendekatan l'Hopital pada ruas suku untuk nilai  $m = 0$  dapat diabaikan, karena nilainya mendekati 0.

### 3.3. Pemodelan Kanal dan Rencana Simulasi

Tampilan tingkat tinggi dari rate 1 / 3 sistem kode turbo ditunjukkan pada Gambar 3.5. Huruf besar digunakan untuk menunjukkan bilangan biner dan huruf kecil untuk menunjukkan nilai sinyal / simbol. Untuk setiap bit sumber informasi, sepasang encoder konvolusional menghasilkan sepasang bit paritas yang saling berkaitan. Dua bit paritas dan bit informasi asli tersebut kemudian dipetakan ke simbol-simbol (nilai sinyal) untuk transmisi melalui kanal AWGN atau AWAN.



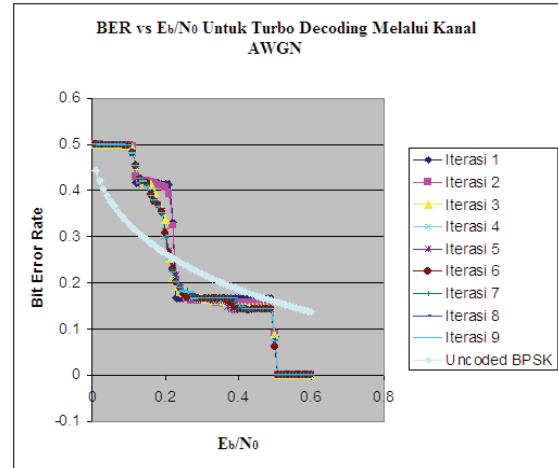
Gambar 3.5. Sistem Kode Turbo

Keterangan :

- $U_k$  = Data bit informasi
- $P_{1k}$  = Encoder 1 bit paritas
- $P_{2k}$  = Encoder 2 bit paritas
- $u_k$  = Data simbol informasi
- $p_{1k}$  = Encoder 1 simbol paritas
- $p_{2k}$  = Encoder 2 simbol paritas
- $\sigma^2$  = Variansi noise
- $y_k$  = Data simbol noisy informasi
- $q_{1k}$  = Encoder 1 noisy simbol paritas
- $q_{2k}$  = Encoder 2 noisy simbol paritas
- $L(u_k)$  = Decoder soft decision
- $\hat{U}_k$  = Decoder hard decision

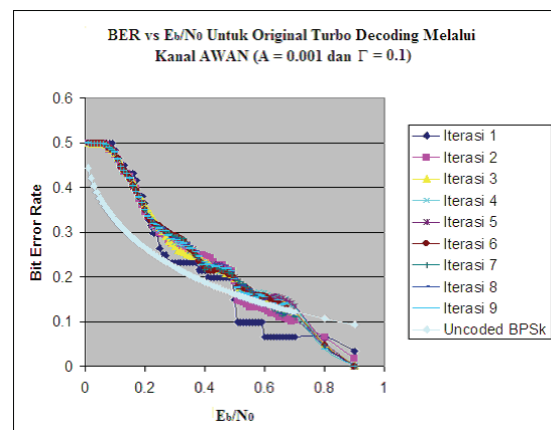
## III. Analisa Dan Pengolahan Data

### 4.1. Kinerja Bit Error Rate (BER) Untuk Turbo Decoding Melalui Kanal AWGN

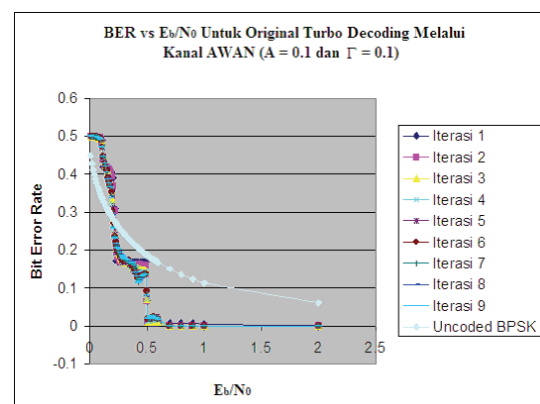


Gambar 4.1. Kinerja BER vs  $E_b/N_0$  Untuk Turbo Decoding Melalui Kanal AWGN

### 4.2. Kinerja Bit Error Rate (BER) Untuk Original Turbo Decoding Melalui Kanal AWAN

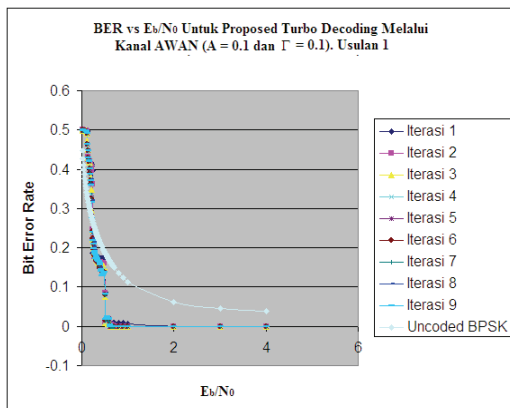


Gambar 4.2. Kinerja BER vs  $E_b/N_0$  Untuk Original Turbo Decoding Melalui Kanal AWAN ( $A = 0.01$  dan  $\Gamma = 0.1$ )

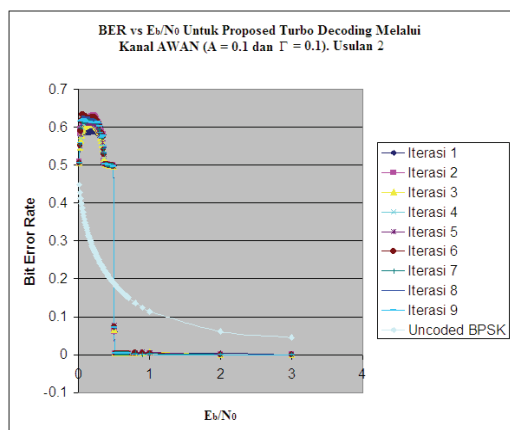


Gambar 4.3. Kinerja  $E_b/N_0$  Untuk Original Turbo Decoding Melalui Kanal AWAN ( $A = 0.1$  dan  $\Gamma = 0.1$ )

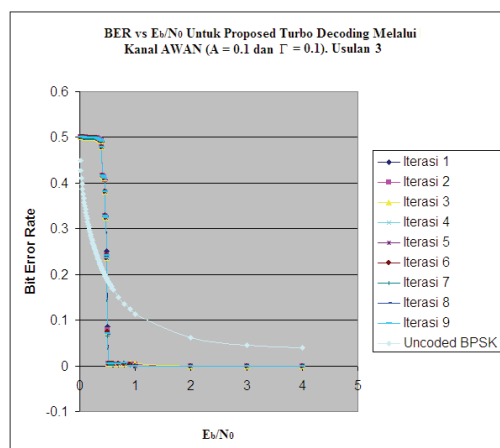
#### 4.3 Kinerja Bit Error Rate (BER) Untuk Turbo Decoding Yang Diusulkan Melalui Kanal AWAN



**Gambar 4.4.** Kinerja BER  $E_b/N_0$  Untuk Proposed Turbo Decoding Melalui Kanal AWAN ( $A = 0.1$  dan  $\Gamma = 0.1$ ). Usulan 1

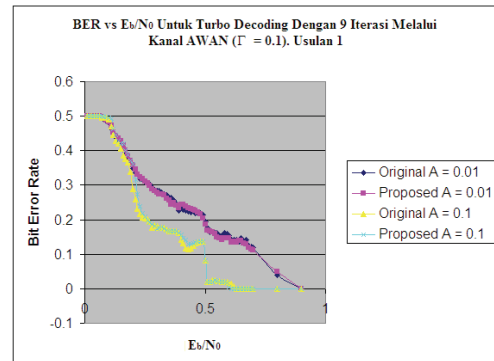


**Gambar 4.5.** Kinerja BER vs  $E_b/N_0$  Untuk Proposed Turbo Decoding Melalui Kanal AWAN ( $A = 0.1$  dan  $\Gamma = 0.1$ ). Usulan 2

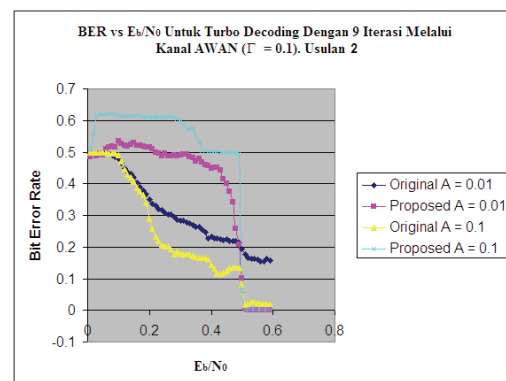


**Gambar 4.6.** Kinerja BER vs  $E_b/N_0$  Untuk Proposed Turbo Decoding Melalui Kanal AWAN ( $A = 0.1$  dan  $\Gamma = 0.1$ ). Usulan 3

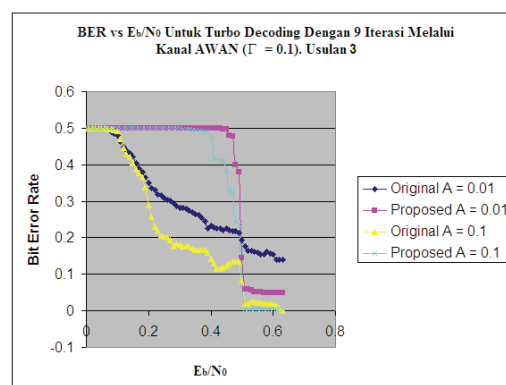
#### 4.4 Kinerja Bit Error Rate (BER) Untuk Turbo Decoding Yang Diusulkan Dengan Iterasi Tertentu Melalui Kanal AWAN ( $\Gamma$ Tetap dan $A$ Berubah)



**Gambar 4.7.** Kinerja BER vs  $E_b/N_0$  Untuk Turbo Decoding Dengan 9 Iterasi Melalui Kanal AWAN ( $\Gamma = 0.1$ ). Usulan 1

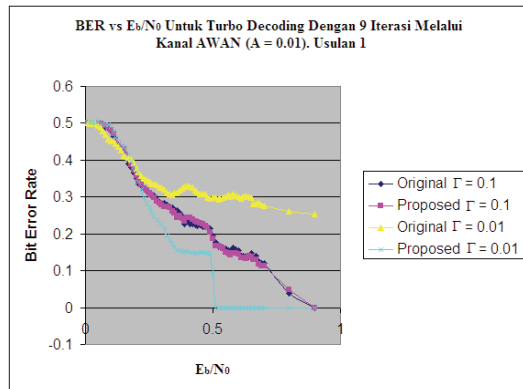


**Gambar 4.8.** Kinerja BER vs  $E_b/N_0$  Untuk Turbo Decoding Dengan 9 Iterasi Melalui Kanal AWAN ( $\Gamma = 0.1$ ). Usulan 2

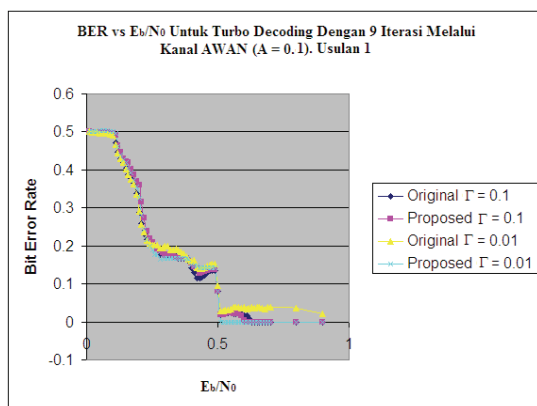


**Gambar 4.9.** Kinerja BER vs  $E_b/N_0$  Untuk Turbo Decoding Dengan 9 Iterasi Melalui Kanal AWAN ( $\Gamma = 0.1$ ). Usulan 3

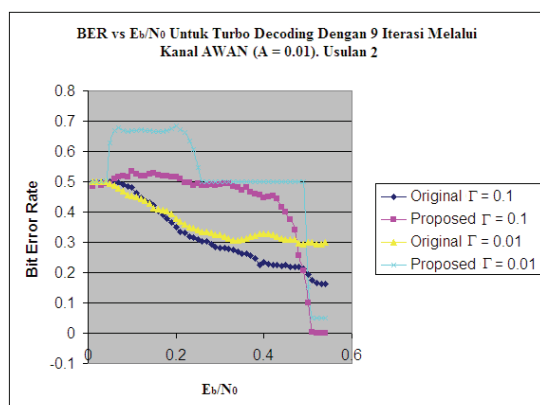
#### 4.5 Kinerja Bit Error Rate (BER) Untuk Turbo Decoding Yang Diusulkan Dengan Iterasi Tertentu Melalui Kanal AWAN ( $A$ Tetap dan $\Gamma$ Berubah)



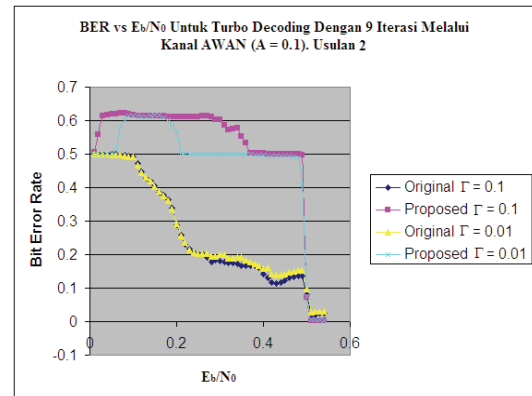
**Gambar 4.10.** Kinerja BER vs  $E_b/N_0$  Untuk Turbo Decoding Dengan 9 Iterasi Melalui Kanal AWAN ( $A = 0.01$ ). Usulan 1



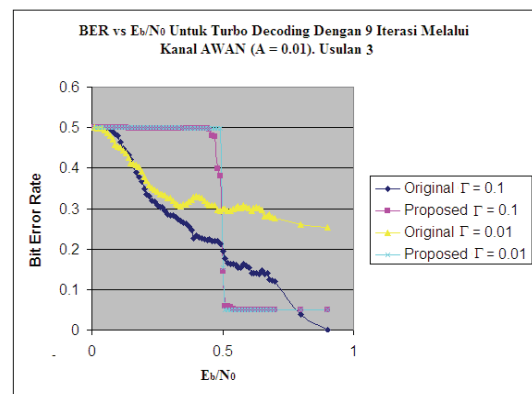
**Gambar 4.11.** Kinerja BER vs  $E_b/N_0$  Untuk Turbo Decoding Dengan 9 Iterasi Melalui Kanal AWAN ( $A = 0.1$ ). Usulan 1



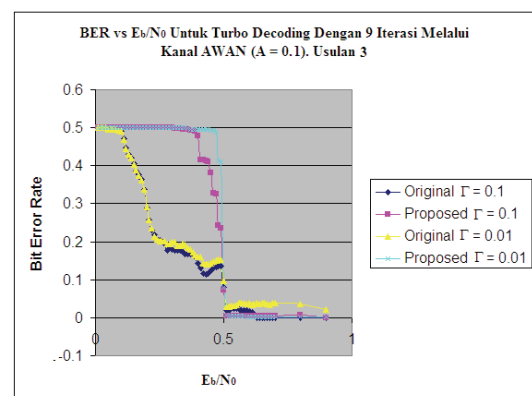
**Gambar 4.12.** Kinerja BER vs  $E_b/N_0$  Untuk Turbo Decoding Dengan 9 Iterasi Melalui Kanal AWAN ( $A = 0.01$ ). Usulan 2



**Gambar 4.13.** Kinerja BER vs  $E_b/N_0$  Untuk Turbo Decoding Dengan 9 Iterasi Melalui Kanal AWAN ( $A = 0.1$ ). Usulan 2



**Gambar 4.14.** Kinerja BER vs  $E_b/N_0$  Untuk Turbo Decoding Dengan 9 Iterasi Melalui Kanal AWAN ( $A = 0.01$ ). Usulan 3



**Gambar 4.15.** Kinerja BER vs  $E_b/N_0$  Untuk Turbo Decoding Dengan 9 Iterasi Melalui Kanal AWAN ( $A = 0.1$ ). Usulan 3

Pada bagian ini kita menunjukkan kinerja BER dari turbo decoder yang diusulkan melalui channel AWAN dengan simulasi komputer. Kita set ukuran interleaver  $N = 1296$  ke dalam APP decoder.

Pada awalnya, kita mengkonfirmasi kinerja BER dari original turbo decoder

melalui channel AWGN. Gambar 4.1 menggambarkan BER vs  $E_b/N_0$  melalui kanal AWGN untuk uncoded BPSK dan turbo decoding dengan banyaknya iterasi 1 sampai dengan 9. Penghitungan bit error rate yang tidak dikode BPSK adalah

$$\left(\frac{1}{2}\right) \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \quad [11]. \text{ Dimana } \operatorname{erfc}(x)$$

adalah fungsi error komplement yang ditunjukkan pada gambar 4.1, jika jumlah iterasi menjadi bertambah besar, coding gain terhadap uncoded BPSK menjadi besar.

Dapat ditunjukkan kinerja BER dari original turbo decoder melalui channel AWAN dengan indeks impulsif ( $A$ ) 0,01 dan 0,1 pada GIR  $\Gamma = 0,1$ . Pada gambar 4.2 dan gambar 4.3 menggambarkan BER vs  $E_b/N_0$  melalui sebuah channel AWAN dengan  $A = 0,01$  dan 0,1 pada  $\Gamma = 0,1$  untuk uncoded BPSK dan original turbo decoding dengan jumlah iterasi 1 sampai dengan 9. Kita memperoleh BER dari uncoded BPSK melalui channel AWAN sebagai berikut :

$$\frac{e^{-A}}{2} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \cdot \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{A\Gamma}{m+A\Gamma}} \sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)$$

Pada gambar 4.1, gambar 4.2 dan gambar 4.3 menunjukkan original turbo decoder menderita degradasi besar akibat noise impulsif. Secara khusus, original turbo decoder dengan jumlah iterasi 9 mempunyai degradasi sekitar 0,9 ( $E_b/N_0$ ) pada BER mendekati 0. Dari  $\Gamma = 0,1$ , daya noise impulsif  $\sigma_I^2$  adalah 10 kali daya noise Gaussian  $\sigma_G^2$

dan daya noise total  $\sigma^2$  adalah 11 kali daya noise Gaussian  $\sigma_G^2$ . Sebesar  $10 \log_{10} 11 \approx 10,4 \text{ dB}$ , kita dapat melihat kinerja BER dari original turbo decoder di dalam gambar 4.2 dan gambar 4.3 dibandingkan dengan melalui kanal AWGN.

Selanjutnya ditunjukkan kinerja BER turbo decoder yang diusulkan (usulan 1, usulan 2, dan usulan 3) melalui channel AWAN dengan indeks impulsif ( $A$ ) = 0,1 dan GIR ( $\Gamma$ ) = 0,1. Pada gambar 4.4, gambar 4.5, dan gambar 4.6 menggambarkan BER vs  $E_b/N_0$  melalui channel AWAN dengan indeks impulsif ( $A$ ) = 0,1 dan GIR ( $\Gamma$ ) = 0,1 untuk uncoded BPSK dan turbo decoder yang diusulkan dengan jumlah iterasi 1 sampai dengan 9. Pada gambar tersebut menunjukkan turbo decoder yang diusulkan

mempunyai pertambahan coding gain yang kecil melalui sebuah channel AWAN dibandingkan dengan original turbo decoder melalui sebuah channel AWAN. Selanjutnya, usulan turbo decoder melalui channel AWAN mengalami degradasi sangat sedikit dibandingkan dengan original turbo decoder melalui channel AWGN.

Sekarang ditunjukkan hubungan antara kinerja BER dari turbo decoder dan indeks impulsif  $A$ . Setelah itu, Turbo decoder dengan jumlah iterasi 9 dan channel AWAN dengan GIR  $\Gamma = 0,1$ . Pada gambar 4.7, gambar 4.8, dan 4.9 menggambarkan BER vs  $E_b/N_0$  melalui channel AWAN dengan  $\Gamma = 0,1$  untuk original dan turbo decoder yang diusulkan (usulan 1, usulan 2, dan usulan 3). Kita menyelidiki dua indeks impulsif  $A = 0,1$  dan  $A = 0,01$ . Jumlah noise impulsif untuk  $A = 0,01$  lebih banyak dari pada  $A = 0,1$ . Dengan demikian, daya noise impulsif dari satu sumber noise impulsif untuk  $A = 0,01$  lebih besar dari pada  $A = 0,1$ . Oleh karena itu, channel AWAN dengan  $A = 0,01$  mempunyai karakteristik impulsif lebih dibandingkan dengan  $A = 0,1$ . Di lain pihak, kinerja BER dari turbo decoding yang diusulkan (dengan  $\Gamma = 0,1$ ) untuk  $A = 0,1$  adalah lebih baik dibandingkan dengan untuk  $A = 0,01$  melalui semua  $E_b/N_0$  untuk setiap usulan (hanya usulan 2 yang mendekati sama).

Akhirnya, ditunjukkan hubungan antara kinerja BER dari turbo decoder dan GIR ( $\Gamma$ ). Setelah itu, turbo decoding dengan jumlah iterasi 9 dan channel AWAN dengan indeks impulsif  $A = 0,01$   $A = 0,1$ . Pada gambar 4.10, gambar 4.11, gambar 4.12, gambar 4.13, gambar 4.14, dan gambar 4.15 menggambarkan BER vs  $E_b/N_0$  melalui channel AWAN dengan  $A = 0,01$  dan  $A = 0,1$  untuk original dan turbo decoder yang diusulkan (usulan 1, usulan 2, dan usulan 3). Kita menyelidiki dua GIR  $\Gamma = 0,1$  dan  $\Gamma = 0,01$ . Daya noise impulsif untuk  $\Gamma = 0,01$  adalah 10 kali lebih besar dari pada untuk  $\Gamma = 0,1$  di bawah kondisi daya noise Gaussian yang setara. Kinerja BER dari original turbo decoder untuk  $\Gamma = 0,01$  adalah jauh lebih buruk dari pada untuk  $\Gamma = 0,1$  (khusus  $A = 0,01$ ) melalui semua  $E_b/N_0$  untuk setiap usulan. Sebaliknya, kinerja BER dari turbo decoder yang diusulkan untuk  $\Gamma = 0,01$  adalah sedikit lebih baik dari pada untuk  $\Gamma = 0,1$  (khusus  $A = 0,01$ ) melalui semua  $E_b/N_0$  untuk setiap usulan. Kita dapat melihat coding gain dari turbo decoding yang diusulkan untuk original menjadi lebih besar jika GIR  $\Gamma$

menjadi lebih kecil (khusus  $A = 0,01$ ), untuk hasil ini digambarkan pada gambar 4.10, gambar 4.12, dan gambar 4.14. Oleh karena itu, ketika channel AWAN memiliki karakteristik impulsif yang lebih, turbo decoder yang diusulkan membatalkan (mengurangi) daya noise impulsif yang lebih dan kinerja BER dari turbo decoder yang diusulkan menjadi lebih baik.

#### IV. Kesimpulan

Turbo decoding yang diusulkan terdiri dari beberapa filter kelas A dan original turbo decoder. Juga diusulkan penyederhanaan filter kelas A dengan menggunakan beberapa pendekatan. Turbo decoding yang diusulkan dapat dengan mudah dibentuk dengan menempatkan sebuah filter kelas A di bagian depan-akhir di original turbo decoder. Kita telah menunjukkan peningkatan kinerja BER dari turbo decoder melalui kanal-kanal AWAN. Juga, kita telah membandingkan kinerja BER dari turbo decoder yang diusulkan dengan original turbo decoder dan uncoded BPSK. Selanjutnya, kita menyelidiki hubungan antara kinerja BER yang diusulkan dan original turbo decoder dan parameter-parameter noise kelas A seperti indeks impulsif dan GIR. Akibatnya, kita telah menunjukkan bahwa kinerja BER dari turbo decoder yang diusulkan menjadi lebih baik kepada kanal AWAN yang memiliki lebih karakteristik impulsif.

#### DAFTAR PUSTAKA

1. D. Middleton, "Statistical-physical model of electromagnetic interference," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. EMC-19, no. 3, pp. 106-126, Aug. 1977.
2. D. Middleton, "Procedures for determining the parameters of the first-order canonical models of Class A and Class B electromagnetic interference [10]," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. EMC-21, no. 3, pp. 190-208, Aug. 1979.
3. A. D. Spaulding and D. Middleton, "Optimum reception in an impulsive interference environment - Part I : Coherent detection," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-25, no. 9, pp. 910-923, Sep. 1977.
4. A. D. Spaulding and D. Middleton, "Optimum reception in an impulsive interference environment - Part II : Incoherent detection," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-25, no. 9, pp. 924-934, Sep. 1977.
5. H. Kusao, N. Morinaga, and T. Namekawa, "Optimum coherent receiver for impulsive RF noise," *Trans. Of IEICE*, vol. J68-B, no. 6, pp. 684-692, June 1985. (in Japanese).
6. C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding : Turbo-codes (1)," in *Proc. IEEE ICC'93*, Geneva, Switzerland, pp. 1064-1070, May 1993.
7. L. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, and J. Raviv, "Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-20, pp. 284-287, March 1974.
8. P. Robertson, E. Villebrun, and P. Hoeher, "A comparison of optimal and sub-optimal MAP decoding algorithms operating in the log domain," in *Proc. IEEE ICC'95*, Seattle, Washington, pp. 1009-1013, June 1995.
9. S. Benedetto, D. Divsalar, G. Montorsi, and F. Pollara, "A soft-input soft-output maximum a posteriori (MAP) module to decode parallel and serial concatenated codes," *JPLTDA Progress Report*, vol. 42-127, pp. 1-20, Nov. 1996.
10. J. Hagenauer, E. Offer, and L. Papke, "Iterative decoding of binary block and convolutional codes," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 42, no. 2, March 1996.
11. J.G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill, 2001.
12. Emmanuel C. Ifeakor, and Barrie W. Jervis, *Digital Signal Processing*, Addison-Wesley, 1993.
13. Simon Haykin, *Digital Communications*, John Wiley and Sons, 1988.
14. Simon Haykin, *Analog and Digital Communications*, John Wiley and Sons, 1989.
15. Klaus Dostert, *Powerline Communications*, Prentice Hall PTR, 2001.
16. Halid Hrasnica, Abdelfatteh Haidine, and Ralf Lehnert, *Broadband Powerline Communications Network Design*, John Wiley and Sons, 2004.
17. Xavier Carcelle, *Powerline Communications In Practice*, Artech House, 2006.