

## PEMODELAN SISTEM KOMUNIKASI CAHAYA TAMPAK BERBASIS DCO-OFDM DENGAN VITERBI DECODER PADA MATLAB

**Angga Pratama Putra**

Departemen *Computer Science*, Sekolah Teknik Elektro dan Informatika (STEI)  
Institut Teknologi Bandung  
Email: anggapratama.p@pme.itb.ac.id

**Syifaul Fuada**

Program Studi Sistem Telekomunikasi  
Universitas Pendidikan Indonesia  
Email: syifaulfuada@upi.edu

**Trio Adiono**

Departemen Teknik Elektro, Sekolah Teknik Elektro dan Informatika (STEI)  
Institut Teknologi Bandung  
Email: tadiono@stei.itb.ac.id

### ABSTRAK

Penggunaan sistem komunikasi cahaya tampak sebagai metode komunikasi alternatif selain RF didorong oleh beberapa faktor, salah satunya adalah penghematan energi karena sistem ini menggunakan satu devais yang sama untuk pencahayaan ruangan sekaligus komunikasi data yaitu LED. Penelitian ini bertujuan untuk memodelkan sistem komunikasi cahaya tampak berbasis *multi-carrier modulation* (yakni DCO-OFDM) dengan bantuan perangkat lunak MATLAB. Pada penelitian ini, sistem dimodelkan atas dua bagian yakni blok *Digital Signal Processing* (DSP) dan kanal optik. Blok DSP terdiri atas FFT, *convolutional encoder*, *modulator-demodulator*, *interleaver-deinterleaver*, dan *synchronizer*. Untuk *error control coding* (ECC) digunakan algoritma *Viterbi decoder*. Hasil penelitian menunjukkan bahwa *frame* DCO-OFDM telah berhasil didesain dan berdasarkan perhitungan matematis melalui pendekatan MATLAB, sistem VLC dapat bekerja dengan baik pada ruangan 5m x 5m x 3m, yakni BER = 0 untuk nilai minimum SNR = 10 dB, sementara nilai SNR tertinggi yang dapat dicapai adalah ~30 dB.

**Kata kunci:** komunikasi cahaya tampak; DCO-OFDM; MATLAB; *viterbi decoder*.

### ABSTRACT

*Several factors drive the use of visible light communication systems as an alternative communication method besides RF communication, one of which is energy saving because the VLC system uses the same device for room lighting, i.e., LED. This study aims to model the VLC systems based on multi-carrier modulation (DCO-OFDM) by using MATLAB software. In this study, VLC the system is modeled on two parts, namely Digital Signal Processing (DSP) and optical channels. The DSP block consists of FFT, convolutional encoder, modulator-demodulator, interleaver-deinterleaver, and synchronizer. For error control coding (ECC), the Viterbi decoder algorithm is used. The results showed that DCO-OFDM frames had been successfully designed. Based on mathematical calculations through the MATLAB approach, the VLC system can work well in 5m x 5m x 3m rooms size: BER equals to zero for the minimum SNR of 10 dB has been obtained while the highest SNR value that can be achieved is ~ 30 dB.*

**Keywords:** visible light communication; DCO-OFDM; MATLAB; *viterbi decoder*.

## 1. PENDAHULUAN

Salah aspek penting dalam mendesain sistem komunikasi optik adalah penentuan modulasi yang akan digunakan, baik secara analog maupun digital [1]. Pada modulasi analog, modulasi dapat dilakukan dengan memanipulasi amplitudo atau memanipulasi fasa/frekuensi dari sinyal *carrier*. Namun, teknik modulasi analog sudah mulai ditinggalkan karena rentan terhadap *noise* dan memiliki tingkat keamanan informasi yang rendah. Sementara pada modulasi digital dapat dilakukan secara *single-carrier* maupun *multi-carrier*. Modulasi *single-carrier* untuk sistem komunikasi cahaya tampak (VLC) sudah dirumuskan dalam standar IEEE 802.15.7 yang mengajukan beberapa teknik modulasi [2]. Sedangkan untuk modulasi *multi-carrier*

seperti *orthogonal frequency-division multiplexing* (OFDM), sejauh ini belum terdapat rumusan standar untuk VLC.

OFDM telah banyak diimplementasikan pada berbagai perangkat komunikasi nirkabel RF seperti Wi-Fi dan LTE. Teknik OFDM mampu menghasilkan transmisi data berkecepatan tinggi dengan sifat antar *sub-carrier* yang saling orthogonal satu sama lainnya. Namun, implementasi OFDM untuk sistem VLC membutuhkan beberapa penyesuaian karena sistem VLC memiliki karakteristik *intensity modulation/direct detection* (IM/DD) [3]. Dengan demikian, informasi-informasi yang ditransmisikan haruslah tersusun dari bilangan riil (*real*) dan tanpa bilangan imajiner. Skema OFDM yang banyak digunakan untuk sistem VLC adalah *direct-current based optical OFDM* (DCO-OFDM) dan *asymmetrically clipped optical OFDM* (ACO-OFDM) [4].

Modulasi dan demodulasi *multi-carrier* pada OFDM dapat diimplementasikan dengan menggunakan *inverse discrete fourier transform* (IDFT)/ *discrete fourier transform* (DFT) yang kemudian dikombinasikan dengan DAC dan ADC untuk mengubah domain digital ke analog dan sebaliknya. Selain itu, dengan adanya algoritma pengolahan sinyal digital *fast fourier transform* (FFT), implementasi perkalian kompleks pada IDFT/DFT dapat dilakukan menjadi IFFT/FFT dengan tingkat kompleksitas yang lebih rendah, yaitu dari  $N^2$  menjadi  $N \log_2(N)$ . Informasi biner yang akan diolah pada blok IFFT, sebelumnya diolah oleh *sub-carrier symbol mapper*. Melalui pengolahan ini, informasi biner diubah menjadi bilangan kompleks yang kemudian dimodulasi melalui IFFT. Pada *receiver*, awal dari sebuah simbol informasi dideteksi dengan menggunakan *synchronizer*, yaitu dengan menyisipkan *symbol preamble* pada awalan dari simbol yang akan dikirimkan oleh *transmitter*, kemudian dikorelasikan pada *receiver*. Setelah awalan simbol dideteksi, simbol informasi diproses dengan urutan proses yang berkebalikan dari *transmitter*, melalui FFT dan kemudian melalui *symbol de-mapper*, sehingga didapat informasi dalam bentuk bilangan biner. *Symbol mapper* ini biasanya direalisasikan dengan modulasi *phase shift keying* (PSK) atau *quadrature amplitude modulation* (QAM) [5].

Untuk menambah *robustness* terhadap *noise* pada kanal, OFDM dapat ditambahkan *forward error correction* (FEC) *code* seperti Reed-Solomon (RS) dan *convolutional – viterbi*. Untuk menghindari *burst error*, *interleaver-deinterleaver* dapat digunakan. Proses penambahan *error correcting codes* (ECC) dan *interleaving* dilakukan sebelum informasi dimodulasi pada *symbol mapper*. Selain itu, pada desain *receiver* OFDM, dapat pula ditambahkan *channel estimator* dan *equalizer* untuk menghilangkan efek kanal pada data. Pada penelitian ini, digunakan Algoritma Viterbi sebagai ECC.

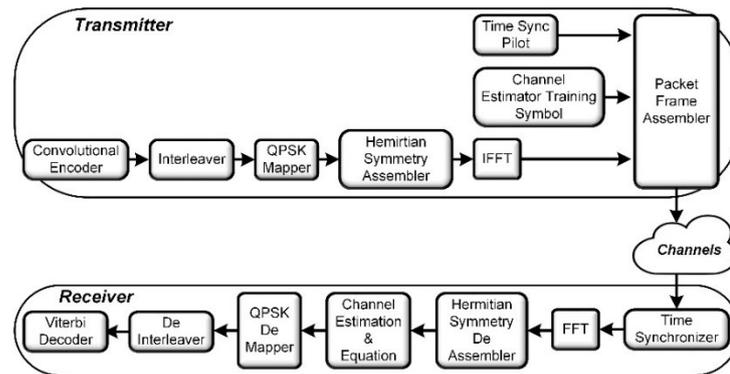
Pada penelitian sebelumnya, telah dilakukan pemodelan sistem VLC dengan Viterbi decoder [6-7]. Namun pada [6-7] menggunakan blok *Additive White Gaussian Noise* (AWGN) sebagai virtualisasi kanal (*channel*) optik sehingga nilai *Signal-to-Noise Ratio* (SNR) tidak sesuai dengan kondisi lingkungan *indoor*. Sementara pada penelitian ini, nilai SNR didapatkan dari pemodelan kanal *Line-of-Sight* (LoS) yang mempertimbangkan beberapa aspek seperti daya LED, faktor *photodiode*, pengaruh ruangan, dsb. Dengan demikian, pada penelitian ini nilai SNR tersebut akan lebih realistis.

Paper ini dibagi menjadi beberapa bagian. Peranan modulasi dalam sistem VLC dan motivasi penelitian dipaparkan pada bagian pertama. Bagian kedua adalah metode penelitian yang mendeskripsikan pemodelan sistem VLC meliputi DCO-OFDM, algoritma Viterbi, DMT, dan kanal LoS. Bagian ketiga menjabarkan hasil pemodelan secara matematis dan implementasinya pada Matlab serta analisis hasil. Bagian terakhir adalah kesimpulan.

## 2. METODOLOGI PENELITIAN

### 2.1 Pemodelan Keseluruhan Sistem

Secara garis besar, blok diagram dari sistem DCO-OFDM terdiri atas beberapa sub-blok. Pada sisi *transmitter*, sub-blok yang digunakan yaitu *convolutional encoder*, *interleaver*, *symbol mapper* (dapat menggunakan salah satu dari BPSK, QPSK, 16QAM, atau 64QAM), *hermitian symmetry*, IFFT, *add cyclic prefix*, *add training symbol* dan *add preamble*. Sedangkan pada *receiver*, sub-blok yang digunakan yaitu *timing synchronizer*, *cyclic prefix remover*, FFT, *channel estimator*, *equalizer*, *conjugate remover*, *symbol de-mapper* (d disesuaikan dengan *symbol mapper* yang telah dipilih), *de-interleaver* dan *Viterbi decoder*. Diagram blok dari sistem ini dan keterhubungan antar sub-blok tersebut diperlihatkan pada Gambar 1.



Gambar 1. Diagram Blok Sistem DCO-OFDM

Model DCO-OFDM untuk VLC ini belum memiliki standar baku, sehingga beberapa model dalam penelitian ini didesain dengan mengadopsi beberapa standar untuk sistem yang serupa, seperti pada standar IEEE 802.11 untuk WLAN. Untuk beberapa model lainnya, seperti pada *time synchronizer* dan struktur *frame* OFDM, merujuk pada *paper* penelitian-penelitian yang relevan. Secara garis besar, alur dari proses modulasi pada sistem DCO-OFDM ini adalah sebagai berikut,

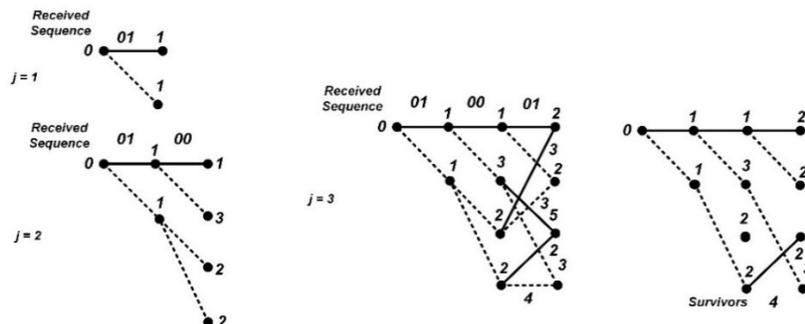
- a. Informasi biner pertama kali diproses pada blok *convolutional encoder*. Pada blok ini, dilakukan penambahan data redundan *non-systematic* pada informasi yang dimasukkan sebagai *FEC coding*.
- b. Data keluaran *convolutional encoder* kemudian diacak susunannya secara sistematis oleh blok *interleaver*. Hal ini dilakukan dengan tujuan untuk menyebarkan *burst error* ketika data ditransmisikan melalui kanal.
- c. Data biner tersebut kemudian melalui proses *mapping* menjadi bilangan kompleks pada blok *symbol mapper*. Proses *mapping* pada blok ini dilakukan dengan menggunakan QPSK.
- d. Keluaran *symbol mapper* tersebut kemudian diatur susunannya dengan konjugat imajiner agar mengikuti kaidah *hermitian symmetry* ketika dimasukkan pada blok IFFT. Hal ini bertujuan agar sinyal keluaran IFFT tersebut berupa sinyal DMT yang memiliki nilai riil tanpa bilangan imajiner, sehingga proses komunikasi berbasis IM/DD dapat dilakukan.
- e. Pada blok IFFT, data dimodulasi secara *multi-carrier*. IFFT pada sistem ini memiliki *64-point*, dengan *1 point* pada indeks 0 sebagai *subcarrier DC*, *28 point sub-carrier* untuk memodulasi data informasi, *28 point sub-carrier* untuk memodulasi versi konjugat dari data, dan *7 point* sisanya dimasukkan dengan nilai nol sebagai *padding* untuk memenuhi kaidah *hermitian symmetry*. Sinyal tersebut kemudian ditambahkan dengan *cyclic prefix* untuk tiap simbolnya, *training symbol* untuk *channel estimation*, dan ditambahkan *preamble* untuk *time synchronizing*.
- f. Sinyal DMT keluaran IFFT, kemudian ditransmisikan melalui kanal nirkabel. Pada kanal ini, sinyal tersebut dikenai dengan efek AWGN dari *ambient light* dan efek *time shifting*.
- g. Sinyal yang diterima pada *receiver*, kemudian disinkronisasi terhadap waktu untuk mendapatkan indeks awal dari sinyal informasi. Sinkronisasi dilakukan dengan melakukan proses korelasi terhadap *preamble* pada sinyal DMT. *Preamble* dan *cyclic prefix* pada setiap simbol kemudian dihilangkan.
- h. Simbol tersebut kemudian didemodulasi pada blok FFT. Empat simbol pertama yang didemodulasi adalah berupa *training symbol*. Dari hasil keluaran empat simbol ini, kemudian dicari rata-rata efek pengaruh kanal untuk setiap *subcarrier* untuk *channel estimation*. Kemudian hasil rata-rata tersebut menjadi faktor ekualisasi pada *equalizer*. Sinyal yang berisi informasi sebenarnya kemudian didemodulasi dan diekualisasi dengan faktor tersebut.
- i. Data tersebut kemudian diubah menjadi data biner melalui *symbol de-mapper* yang sesuai dengan *symbol mapper* pada *transmitter* yaitu QPSK.
- j. Data biner tersebut kemudian disusun kembali sesuai urutan sebenarnya melalui *de-interleaver*, sehingga efek *burst noise* pada kanal tersebar. Penyebaran efek *burst noise* ini membuat proses *decoding* pada *Viterbi decoder* menjadi lebih akurat.
- k. Data tersebut kemudian di-*decode* untuk menghilangkan *error* pada bit informasi melalui *Viterbi*. Keluaran blok ini berisi estimasi dari informasi yang ditransmisikan oleh *transmitter*.
- l. Selanjutnya, pemodelan ini diverifikasi dan disimulasi dengan menggunakan *software* MATLAB.

## 2.2 Model Algoritma Viterbi

Pada tahap awal, inialisasi dilakukan pada semua *trellis diagram* dengan nilai nol. Kemudian proses komputasi pertama dijalankan dengan cara menentukan metrik jalur pada semua *state* pada *trellis*. Kemudian menentukan jalur yang paling tepat dengan menyimpan dan mengkalkulasi semua nilai metrik pada *state* jalur yang dilewati. Pada tahap kedua, ditentukan metrik untuk semua  $2^{v-1}$  jalur yang memasuki *state*, dimana  $v$  adalah *constraint length* dari *convolutional encoder*, kemudian:

- Add*. Lakukan penambahan nilai metrik untuk setiap *state* yang dilewati pada jalur.
- Compare*. Bandingkan nilai metrik pada semua  $2^v$  jalur yang dilewati pada setiap *state*.
- Select*. Pilih jalur paling optimal yang memiliki nilai metrik paling besar yang merupakan hasil penambahan dari setiap nilai metrik yang di simpan pada setiap *state*.

Kemudian diulangi tahapan kedua sampai dengan iterasi  $i < L + L'$ , dimana  $L$  adalah panjang dari sekuens bit informasi dan  $L'$  adalah panjang dari sekuens terminasi. Iterasi berhenti ketika  $i = L + L'$  terpenuhi. Ilustrasi dari algoritma ini ditunjukkan pada Gambar 2.



Gambar 2. Ilustrasi Penjeakan *Trellis* Menggunakan Algoritma Viterbi [8]

## 2.3 Pemodelan DMT dengan DC-bias pada DCO-OFDM

Pada sistem OFDM yang umum, sinyal yang termodulasi merupakan bilangan kompleks. Agar dapat digunakan pada sistem VLC, sinyal hasil modulasi harus dibentuk menjadi sinyal *discrete multi-tone* (DMT) yang bernilai riil. Untuk itu, dapat digunakan karakteristik  $N$ -DFT yaitu sekuens bernilai riil memiliki koefisien konjugat *symmetry* pada titik sekitar  $N/2$ . Ini berarti dengan membuat nilai vektor masukan IFFT berisi nilai informasi dan konjugat simetrinya (atau biasa disebut sebagai *Hermitian symmetry*) pada domain frekuensi. Nilai riil pada domain waktu akan diperoleh pada keluaran IFFT. Vektor masukan IFFT  $X = [X_0 X_1 \dots X_{N-1}]^T$ , terdiri atas data yang akan ditransmisikan (yaitu pada elemen  $X_1, X_2, \dots, X_{(\frac{N}{2}-1)}$ ) dan elemen sisanya didefinisikan berdasarkan *Hermitian symmetry constraint* sebagai Persamaan (1).

$$X_n = X_{N-n}^*, \text{ untuk } 0 < n < \frac{N}{2}, \quad X_0 \in \mathbb{R}, \quad X_{N/2} = 0 \quad (1)$$

Elemen masukan awal, yaitu  $X_0$  adalah elemen untuk *zero frequency*, yang mana harus bernilai riil dan biasanya tidak termodulasi. Nilai pada elemen ini umumnya diisi dengan nilai '0' atau mengikuti *DC level* yang telah ditentukan untuk sinyal keluaran. Jika diasumsikan simbol masukan IFFT berupa bilangan kompleks (yang biasanya merupakan hasil *mapping* oleh  $M$ -QAM). Dimana elemen vektor masukan berbentuk  $X_n = a_n + jb_n$ , maka dengan mengikuti *Hermitian symmetry constraint*, sampel keluaran dari  $N$ -IFFT adalah

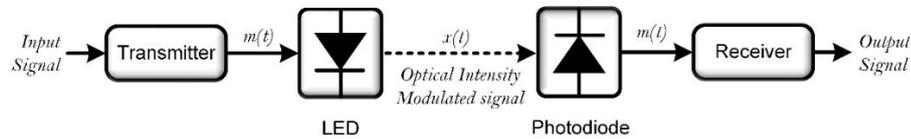
$$\begin{aligned} x(k) &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{\frac{j2\pi nk}{N}} \\ &= \frac{X_0}{N} + \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{(\frac{N}{2}-1)} X_n e^{\frac{j2\pi nk}{N}} + \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{(\frac{N}{2}-1)} X_n^* e^{\frac{j2\pi nk}{N}} \\ &= \frac{X_0}{N} + \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{(\frac{N}{2}-1)} \Re\{X_n e^{\frac{j2\pi nk}{N}}\} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{X_0}{N} + \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{\left(\frac{N}{2}\right)-1} a_n \cos\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) - b_n \sin\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) \\
&= \frac{X_0}{N} + \frac{1}{N/2} \sum_{n=1}^{\left(\frac{N}{2}\right)-1} \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \cos\left(\frac{2\pi nk}{N} + \tan^{-1}(b_n/a_n)\right)
\end{aligned} \tag{2}$$

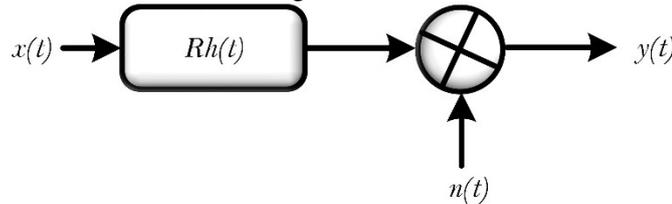
Dimana  $k = 0, 1, \dots, N - 1$  merepresentasikan indeks pada sampel domain waktu. Maka berdasarkan Persamaan (2), diketahui bahwa pada keluaran IFFT didapat sinyal.

#### 2.4 Pemodelan Kanal LOS pada Indoor

Terdapat sejumlah topologi komunikasi yang biasa digunakan pada aplikasi *indoor*. Penentuan topologi ini didasarkan pada tingkat direksionalitas antara *transmitter* dan *receiver* dan tersedianya jalur *line-of-sight* (LOS) antara *transmitter* dan *receiver*. Pada sistem VLC, modulasi IM/DD biasa digunakan untuk mengurangi biaya dan tingkat kompleksitas. Sinyal pada sumber informasi yang akan dimodulasi  $m(t)$ , digunakan untuk memvariasikan intensitas dari sumber cahaya  $x(t)$ . Pada *receiver*, *photodetector* digunakan untuk menerima sinyal optik tersebut dan menghasilkan *photocurrent*,  $y(t)$ . Ilustrasi dari sistem IM/DD diilustrasikan pada Gambar 3 dan Gambar 4.



Gambar 3. Diagram blok sistem IM/DD



Gambar 4. Model Baseband Dari Sistem IM/DD, Diadopsi Dari [9]

Parameter  $R$  menunjukkan responsivitas *photodetector*, sementara  $h(t)$  menunjukkan respon impuls dari kanal *baseband* dan  $n(t)$  adalah sinyal AWGN dengan *double-sided power spectral density* (PSD) sebesar  $N_0/2$ . Maka, *photocurrent* yang dihasilkan pada *photodetector* adalah

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{R}\mathbf{x}(t) \otimes \mathbf{h}(t) + \mathbf{n}(t) \tag{3}$$

dimana simbol  $\otimes$  melambangkan proses konvolusi.

Respon impuls  $h(t)$  digunakan untuk menganalisa atau mensimulasikan efek *multipath dispersion* pada kanal nirkabel optik. Pemodelan respon impuls ini dimodelkan sebagai Persamaan (4),

$$\mathbf{h}(t) = \mathbf{f}(\mathbf{x}) = \begin{cases} \frac{2t_0}{t^3 \sin^2(\text{FOV})}, & t_0 \leq t \leq \frac{t_0}{\cos(\text{FOV})} \\ \mathbf{0}, & \text{elsewhere} \end{cases} \tag{4}$$

dimana  $t_0$  adalah delay minimum.

Pada sistem optik nirkabel, daya instan optik proporsional dengan arus listrik yang dihasilkan oleh *photodetector*, sehingga  $x(t)$  lebih tepat jika merepresentasikan daya, dibandingkan amplitudo sinyal. Sehingga terdapat dua batasan pada sinyal yang ditransmisikan. Pertama,  $x(t)$  haruslah bernilai positif

$$\mathbf{x}(t) \geq \mathbf{0} \tag{4}$$

Dan yang kedua yaitu mengenai maksimum daya optik yang ditransmisikan untuk memenuhi *eye safety requirement*. Pada pembatasan ini nilai rata-rata dari  $x(t)$  tidak boleh melebihi daya maksimum  $P_{max}$ , yaitu,

$$P_{\max} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \mathbf{x}(t) dt \quad (5)$$

Ini berbeda dengan *time-averaged value* dari sinyal  $|x(t)|^2$ , yang biasa dipakai pada kanal konvensional RF, dimana  $x(t)$  merepresentasikan amplitudo sinyal. Perbedaan-perbedaan ini berpengaruh pada desain sistem. Pada kanal RF, SNR proporsional dengan daya rata-rata yang diterima. Sedangkan pada kanal optik nirkabel, SNR proporsional dengan kuadrat dari rata-rata daya sinyal optik yang diterima, yang dimodelkan sebagai Persamaan (6),

$$SNR = \frac{R^2 H^2(0) P_t^2}{R_b N_0} \quad (6)$$

dimana  $N_0$  adalah *noise spectral density* dan  $H(0)$  adalah *channel DC gain*, yang dimodelkan sebagai

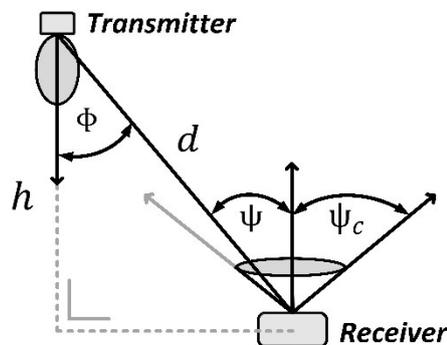
$$H(0) = \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{h}(t) dt \quad (7)$$

Untuk sistem komunikasi optik nirkabel dengan sumber Lambertian, *receiver* dengan *optical band-pass filter* pada transmisi ( $T_s(\psi)$ ) dan *non-concentrator imaging gain* ( $g(\psi)$ ), DC gain dari *receiver* dengan jarak  $d$  dan sudut  $\phi$  terhadap *transmitter*, dapat didekati sebagai persamaan (8). Sehingga daya yang diterima (*received power*) dapat diekspresikan dengan menggunakan persamaan (9),

$$H(0) = \begin{cases} \frac{A_r(m_t+1)}{2\pi d^2} \cos^{m_t}(\phi) T_s(\psi) g(\psi) \cos\psi, & \mathbf{0} \leq \psi \leq \psi_c \\ \mathbf{0}, & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (8)$$

$$P_r = H(0) P_t \quad (9)$$

Dimana,  $m_t$  adalah *Lambert's mode number* yang menggambarkan tingkat *directivity* dari sumber cahaya,  $\phi = 0$  adalah sudut maksimum dari daya yang diradiasikan dan  $A_r$  adalah luas penampang aktif dari *photodetector* yang dikenai radiasi dengan sudut  $\psi$  lebih kecil dari *field-of-view* (FOV) detektor. Ilustrasi dari model propagasi LOS ini ditunjukkan pada Gambar 5.



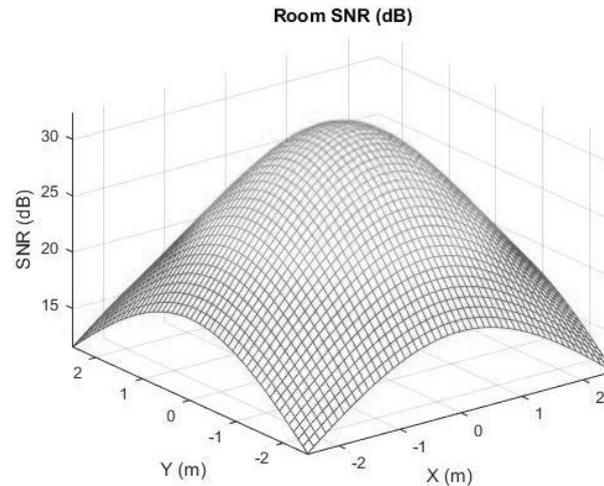
Gambar 5. Model Geometri Dari Propagasi LOS, Direproduksi Dari [9-11]

Berdasarkan parameter-parameter tersebut, maka SNR pada suatu ruangan *indoor* dapat dimodelkan dengan tujuan untuk mengetahui nilai SNR minimum dan maksimum pada suatu ruangan beserta posisinya. Dengan diketahui nya parameter SNR ini, maka pemodelan karakteristik *bit error ratio* (BER) dari data yang ditransmisikan juga dapat dilakukan.

### 3. HASIL DAN PEMBAHASAN

Tahap pertama adalah pemodelan pemodelan SNR pada suatu lingkungan *indoor* dengan skenario tertentu. Pada penelitian ini, diatur sebagai berikut: ukuran ruangan berdimensi ukuran 5 x 5 m, LED *transmitter* berada di tengah ruangan, jarak antara *transmitter* dan *receiver* sebesar 2,15 m dengan sudut  $\phi = 70^\circ$ , daya transmisi LED ( $P_{total}$ ) sebesar 13 Watt, sensitivitas *photodetector* sebesar 0.5 A/W dan luas penampang aktif sebesar  $10^{-4} m^2$ , laju *bit rate* sebesar 1 Mbps, *current noise density* pada rangkaian *transimpedance amplifier* (TIA) sebesar  $5,29 \times 10^{-24} A^2/Hz$ , *gain optical filter* sebesar 1 dan indeks refraktif lensa pada *photodetector* sebesar 1,5.

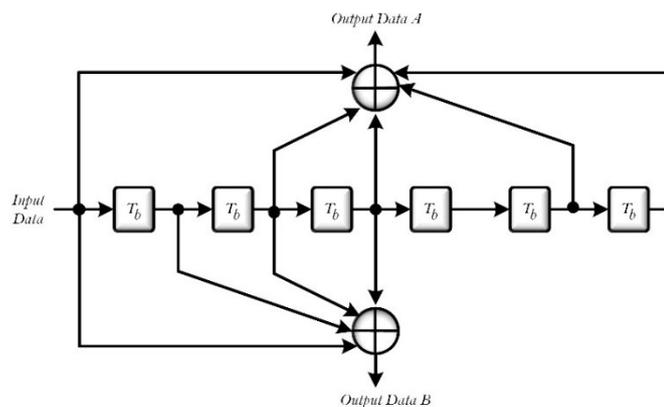
Berdasarkan parameter-parameter tersebut, dapat digambarkan karakteristik SNR di lingkungan *indoor* seperti yang diperlihatkan pada Gambar 6. Hasil menunjukkan bahwa karakteristik SNR di suatu ruangan beserta koordinat posisinya. Nilai SNR tertinggi pada ruangan tersebut adalah sebesar 30 dB dan nilai SNR terendah adalah sekitar 10 dB. Melalui visualisasi karakteristik SNR tersebut, posisi peletakan *receiver* pada ruangan dapat diatur sesuai karakteristik SNR dengan batas yang telah ditentukan, sehingga didapatkan karakteristik BER transmisi yang optimal.



Gambar 6. Visualisasi Karakteristik SNR Pada Ruangan *Indoor*

### 3.1 Convolutional Encoder

Pada sistem DCO-OFDM ini, *convolutional encoder* yang digunakan menggunakan *generator polynomial* dengan standar industri,  $g_0 = 133_8$  dan  $g_1 = 171_8$ , dengan *code rate*,  $R = 1/2$ , dan *constraint length*,  $k = 7$ . Arsitektur dari *convolutional encoder* ini ditunjukkan pada Gambar 7 (direproduksi dari [8]).



Gambar 7. Arsitektur *Convolutional Encoder* Dari IP Yang Digunakan Pada Sistem DCO-OFDM

Pada arsitektur ini, polinomial untuk *output data A* ( $y_A$ ) dan *output data B* ( $y_B$ ) dapat dimodelkan sebagai Persamaan (10) dan Persamaan (11), dimana  $D$  merepresentasikan *shift register*, dengan urutannya dimulai dari yang terdekat dengan data masukan.

$$y_A = 1 + D^2 + D^3 + D^5 + D^6 \quad (10)$$

$$y_B = 1 + D + D^2 + D^3 + D^6 \quad (11)$$

Pada *receiver*, informasi yang telah di-*encode* ini kemudian di-*decode* dengan menggunakan *Viterbi decoder*. Masukan dari blok *convolutional encoder* ini berupa *binary data bitstream*. Setelah melewati blok *convolutional encoder* ini, jumlah dari *binary data bitstream* tersebut akan bertambah menjadi dua kali lipat dari ukuran data *binary input*, karena penambahan informasi redundan untuk *error correction* pada *receiver*.

### 3.2 Interleaver/De-Interleaver

Pada sistem DCO-OFDM ini, desain proses *interleaving* data mengadopsi desain *interleaving data* pada standar IEEE 802.11. Pada proses ini, *interleaver* diimplementasikan dengan menggunakan permutasi dua tahap. Pada tahap permutasi pertama, *coded bit* yang berdekatan dipetakan ke *sub-carrier* yang tidak berdekatan. Kemudian pada tahap permutasi kedua, *coded bit* yang berdekatan dipetakan secara bergantian ke *less significant bits* (LSB) dan *most significant bits* (MSB) pada konstelasi di *symbol mapper*. Indeks pada *coded bit* sebelum permutasi pertama dinotasikan dengan  $k$ , indeks setelah permutasi pertama dengan  $i$  dan indeks setelah permutasi kedua dengan  $j$ . Berdasarkan notasi tersebut, indeks setelah permutasi pertama dapat dimodelkan dengan persamaan (12), dimana  $N_{CBPS}$  adalah jumlah *coded bits* pada satu simbol OFDM.

$$i = (N_{CBPS}/16) \times (k \bmod 16) + \lfloor \frac{k}{16} \rfloor, \quad k = 0, 1, \dots, N_{CBPS}-1 \quad (12)$$

Setelah permutasi pertama, indeks setelah permutasi kedua dapat ditentukan dengan Persamaan (13), dimana nilai  $s$ , diekspresikan pada Persamaan (14), ditentukan berdasarkan jumlah *coded bit* untuk setiap *sub-carrier* ( $N_{BPCS}$ ) pada OFDM.

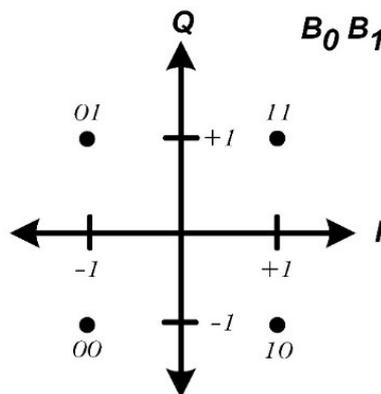
$$j = s \times \lfloor \frac{i}{s} \rfloor + \left( i + N_{CBPS} - \lfloor \frac{16 \times i}{N_{CBPS}} \rfloor \right) \bmod s, \quad i = 0, 1, \dots, N_{CBPS}-1 \quad (13)$$

$$s = \max(N_{BPCS}/2, 1) \quad (14)$$

Dimana nilai  $N_{BPCS}$  ini bergantung pada jenis *symbol mapper* yang digunakan. Pada sisi *receiver*, proses ini dibalik oleh *de-interleaver*, sehingga didapat susunan bit seperti semula.

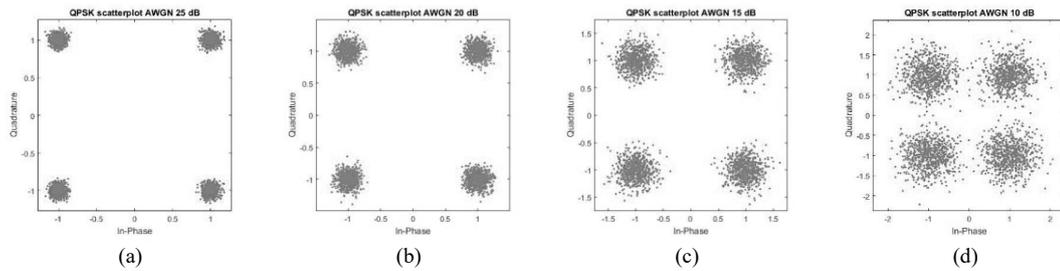
### 3.3 Symbol Mapper

Terdapat empat alternatif *symbol mapper* yang umum digunakan pada sistem DCO-OFDM, yaitu BPSK, QPSK, 16-QAM dan 64-QAM, tergantung dari laju transmisi data yang diinginkan. Laju transmisi bisa menjadi lebih cepat karena *symbol mapper* ini menentukan jumlah *coded bit* untuk setiap *sub-carrier* pada simbol. BPSK untuk 1 bit per *sub-carrier*, QPSK untuk 2 bit per *sub-carrier*, 16-QAM untuk 4 bit per *sub-carrier* dan 64-QAM untuk 6 bit per *sub-carrier*. Laju transmisi ini berbanding terbalik dengan performa BER yang didapat. Pada sistem ini *symbol mapper* yang digunakan adalah QPSK dengan konstelasi *mapping* dari *symbol mapper* menggunakan *Gray code constellation* (Gambar 8).



Gambar 8. Diagram Konstelasi *Symbol Mapper* Untuk QPSK

Hasil plot konstelasi simbol OFDM pada *receiver* untuk QPSK dengan pengaturan *noise* AWGN yang bervariasi ditunjukkan pada Gambar 9.



**Gambar 9. Diagram Konstelasi QPSK Pada Receiver Dengan Variasi AWGN: (a) 25, (b) 20, (c) 15 dan (d) 10 dB**

### 3.4 IFFT/FFT

Pada model DCO-OFDM ini, jumlah *point* pada IFFT/FFT diatur sebanyak 64-*point*. Dari 64-*point sub-carrier* tersebut, yang digunakan untuk membawa data adalah sebanyak 28 *sub-carrier*. Sisa *sub-carrier* lainnya digunakan untuk DC *value* pada indeks nol, untuk konjugat dari data agar memenuhi kaidah *hermitian symmetry* dan 7 *point* sisanya dimasukkan nilai nol agar sifat *symmetry* terpenuhi. IFFT/FFT adalah algoritma yang digunakan untuk melakukan komputasi dari IDFT/DFT. Adapun model DFT 64-*point* (N=64) diekspresikan sebagai Persamaan (15), sedangkan, untuk IDFT diformulasikan pada Persamaan (16). Adapun susunan data masukan dari blok IFFT berdasarkan kaidah *Hermitian symmetry* ditunjukkan pada Gambar 10.

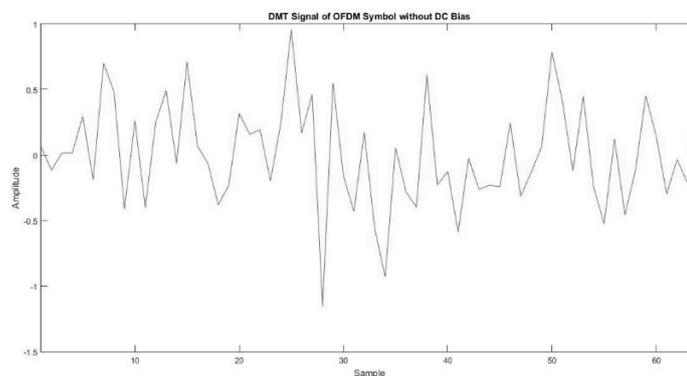
$$X(k) = \sum_{n=0}^{63} x(n)e^{-j\frac{2\pi}{64}nk}, \quad k = 0, 1, \dots, 63 \quad (15)$$

$$x(n) = \frac{1}{64} \sum_{k=0}^{63} X(k)e^{j\frac{2\pi}{64}nk}, \quad n = 0, 1, \dots, 63 \quad (16)$$



**Gambar 10. Susunan Data Masukan IFFT Berdasarkan Kaidah Hermitian Symmetry**

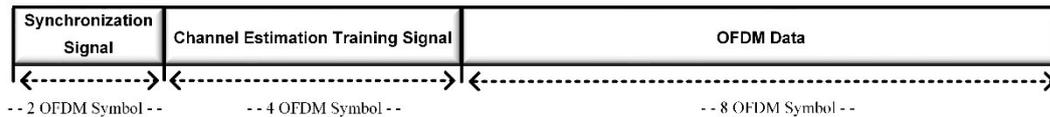
Dengan mengikuti susunan ini, maka keluaran dari IFFT adalah sinyal DMT, tanpa nilai imajiner. Hasil plot MATLAB untuk sinyal tersebut dapat dilihat pada Gambar 11.



**Gambar 11. Sinyal DMT Dari Simbol OFDM Tanpa DC Bias**

### 3.5 Struktur Frame OFDM

Struktur *frame* OFDM yang digunakan, terdiri atas beberapa bagian, yaitu *synchronization signal (preamble)* untuk sinkronisasi *timing*, *training sequence* untuk *channel estimation* dan simbol data. Mekanisme pengiriman data yang digunakan pada model ini berupa *burst transfer*, sehingga pada satu *frame*, simbol data yang dikirimkan adalah sejumlah 8 simbol. Ilustrasi mengenai struktur data *frame* OFDM ini ditunjukkan pada Gambar 12.



**Gambar 12. Struktur Data Frame OFDM**

Pemilihan struktur *frame* seperti ini didasarkan atas beberapa pertimbangan, yang meliputi panjang data yang bisa ditransmisikan dalam satu kali pengiriman *frame* dan akurasi penerimaan data. Pada struktur *frame* ini dipilih lebar *synchronization signal* sepanjang 2 OFDM *symbol*. Lebar ini memang sesuai pada lebar *synchronization signal* pada umumnya yang menggunakan metode *slide correlation*. Desain ini juga dipilih dengan mengikuti skema sinkronisasi yang terdapat pada *paper* yang diajukan oleh M.F.G. Medina, dkk. [12] yakni mengenai sinkronisasi waktu pada VLC berbasis OFDM. Kemudian, lebar *channel estimation training signal* dipilih dengan mencari lebar sinyal yang tidak terlalu panjang agar sisa *frame* dapat digunakan untuk data, akan tetapi cukup akurat untuk melakukan pencarian nilai rata-rata *equalization*. Untuk itu pada saat mempertimbangkan lebar *channel estimation training signal* ini tidak dapat dilepaskan dari panjang *burst data* yang akan terdapat dalam satu *frame* sinyal OFDM.

Sebagai referensi, H. Elgala [13] menggunakan struktur *frame* OFDM dengan panjang *channel estimation training signal* selebar 4 OFDM *symbol* dan lebar *burst data* beserta *pilot* yang selebar 20 OFDM *symbol*. Pada sistem ini, dipilih lebar *channel estimation training signal* yang sama, tetapi dengan lebar *burst data* yang lebih sedikit, yaitu selebar dua kali lebar *channel estimation training signal*. Hal ini dilakukan dengan tujuan agar data yang diterima dapat lebih akurat, meskipun dengan *bit rate* yang lebih kecil. Namun pada pengembangan berikutnya, penambahan lebar *burst data* sangat memungkinkan untuk ditambah jika mengacu pada [13].

### 3.6 Time Synchronization

Detektor pada *receiver* untuk mendeteksi indeks awal dari *data frame* adalah berupa *slide correlator* yang melakukan operasi perkalian *dot product* antara 2 OFDM *symbol* yang merupakan *synchronization signal* pada *frame* yang *symmetry* antara kedua *symbol* tersebut. *Synchronization signal* ini memiliki lebar 2 OFDM *symbol*. Dari kedua *symbol* tersebut, satu *symbol* adalah pencerminan dari *symbol* yang lainnya. Indeks dari *data frame* dapat diketahui ketika nilai maksimum dari hasil operasi matematis yang dilakukan. Adapun nilai maksimum ini diperoleh ketika operasi tersebut dilakukan antara satu bagian *symbol synchronization signal* dengan pencerminannya. Dengan demikian, indeks dari sampel data dapat diketahui berdasarkan perhitungan ini. Ilustrasi plot *frame* sinyal OFDM pada MATLAB ditunjukkan pada Gambar 13(a), sementara bentuk *synchronization signal* pada *frame* ditunjukkan pada Gambar 13(b). Detektor ini mengadopsi desain yang diajukan oleh [12].

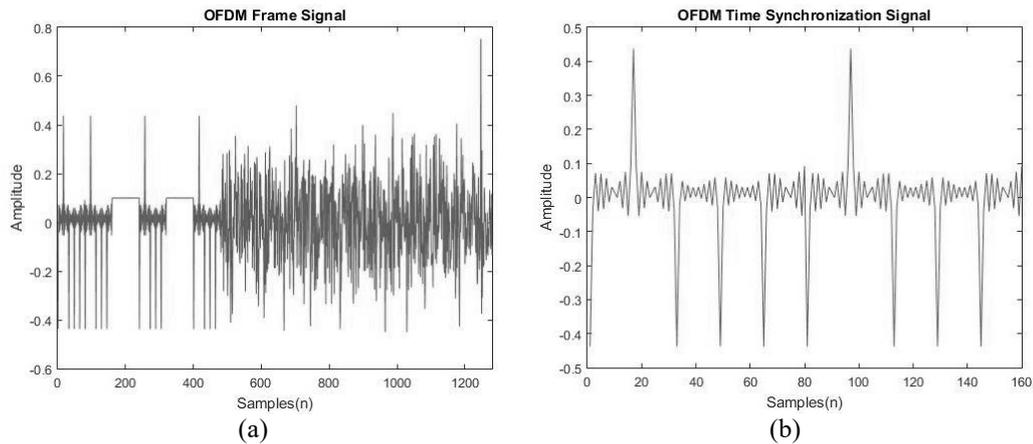
Ketika indeks awal *frame* sudah terdeteksi, *symbol* OFDM diekstrak dan *cyclic prefix*-nya dihilangkan, kemudian diproses pada blok FFT di *receiver*. Maka dengan mempertimbangkan *cyclic prefix* yang terdapat pada sampel yang diterima, rumus matematis dari operasi *time synchronizing* ini dapat dijabarkan sebagai Persamaan (17) dan Persamaan (18),

$$P(d) = r(d)^2 + \sum_{k=1}^{2N} r(d - k - N_E) \cdot r(d + k) \quad (17)$$

$$R(d) = \sum_{k=0}^{2N} |r(d + k)|^2 \quad (18)$$

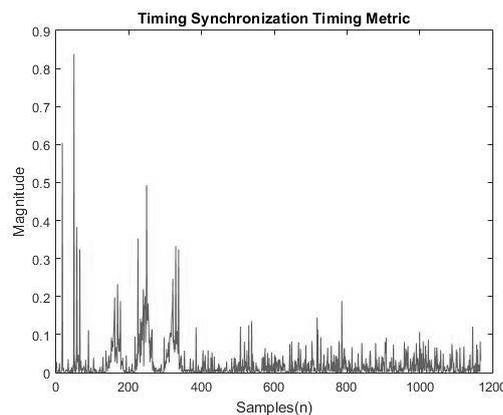
Dimana  $r(d)$  adalah sampel ke- $d$  dari data yang diterima pada *receiver*,  $N_E$  adalah jumlah sampel *cyclic prefix* yang disisipkan ( $N_E = 16$ ) dan  $2N$  adalah jumlah poin pada FFT ( $2N = 64$ ). Kemudian *timing metric* dari data yang diterima pada *receiver* dapat ditemukan dengan menggunakan Persamaan (19),

$$M(d) = \frac{|P(d)|^2}{(R(d))^2} \quad (19)$$



**Gambar 13. (a) Plot *Frame* Sinyal OFDM; (b) Bentuk Sinkronisasi Sinyal pada *Frame***

Adapun sinyal *time synchronizer* seperti yang diperlihatkan pada Gambar 13(b), dihasilkan dengan menggunakan sekuens bilangan Shapiro-Rudin, yang kemudian dimodulasi oleh IFFT pada *transmitter* dan kemudian disisipkan pada awalan *frame* OFDM. Sekuens ini dipilih karena setelah dimodulasi oleh IFFT, sinyal yang dihasilkan memiliki besaran *peak-to-average power ratio* (PAPR) yang rendah, sehingga dapat menghemat daya LED.



**Gambar 14. *Timing Metric* Dari *Time Synchronization* Dengan SNR=10 dB**

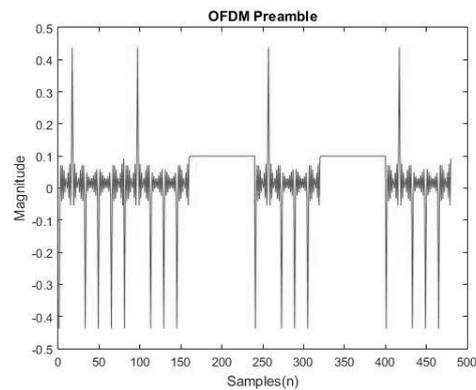
Terdapat beberapa pilihan sekuens dengan lebar yang berbeda, akan tetapi sekuens yang dipilih adalah repetisi dari sekuens dengan lebar sama dengan empat. Nilai ini dipilih karena mempertimbangkan besar *sub-carrier* aktif yang akan digunakan pada OFDM. Dengan jumlah point IFFT yaitu  $2N = 64$ , maka besar slot *sub-carrier* maksimum yang dapat digunakan yaitu setengahnya ( $N = 32$ ) dikurangi satu slot *sub-carrier* pada indeks ke nol sebagai *DC bias*, maka maksimum nya yaitu sebesar tiga puluh satu. Karena lebar sekuens dari Shapiro-Rudin adalah merupakan kelipatan 2 (2, 4, 8, 16, 32), maka dipilih sekuens dengan lebar sama dengan empat, yaitu sekuens [1 1 1 -1], yang direpetisi sebanyak tujuh kali, sehingga didapat *sub-carrier* aktif yang digunakan pada satu simbol OFDM sebesar dua puluh delapan *sub-carrier*.

Setelah disimulasikan, maka akan didapat hasil *plot* dari *timing metric* pada proses *timing synchronization* ditunjukkan pada Gambar 14 yang terlihat bahwa terdapat satu buah sampel dengan nilai *magnitude* tertinggi pada posisi sampel ke-49 yang menunjukkan bahwa sampel ke-49 merupakan sampel pertama dari sinyal *time synchronization* (awal dari sebuah *frame* OFDM). Dari posisi ini kemudian dapat ditemukan posisi awal dari sampel data pada *frame* OFDM.

### 3.7 Channel Estimation

Pada sistem yang didesain, dalam satu buah *frame* OFDM, dialokasikan sebanyak 4 buah *channel estimation training symbol*, dimana masing-masing simbol nya memiliki lebar yang sama panjang dengan satu buah simbol OFDM. Simbol *channel estimation* ini memiliki jumlah *active sub-carrier* yang sama dengan jumlah *active sub-carrier* pada simbol data pada *frame* OFDM (yaitu 28). Keempat simbol *channel estimation* yang sudah melewati kanal dan diterima pada *receiver* kemudian dicari nilai rata-rata nya untuk

masing-masing *sub-carrier* untuk kemudian mendapatkan nilai faktor efek kanal terhadap data pada *sub-carrier* tersebut. Adapun sekuens yang digunakan untuk menghasilkan sinyal *channel estimation* ini sama dengan sekuens yang digunakan untuk *timing synchronizer*. Pada implementasinya, 2 dari 4 buah simbol *channel estimation* yang digunakan adalah simbol yang juga digunakan untuk *timing synchronization*. Kemudian sisa 2 buah simbol *channel estimation* ini disisipkan setelah simbol *timing synchronization* dengan meletakkan *padding space* antar simbol *channel estimation* ini. Penyisipan *padding space* ini diperlukan agar hasil dari perhitungan *timing metric* dari *timing synchronization* tidak memiliki lebih dari satu buah *magnitude* maksimum. Nilai dari *padding space* ini juga tidak boleh sama dengan nol. Sehingga dapat diperoleh bentuk sinyal *preamble* dari OFDM, yang merupakan gabungan dari *time synchronization symbol* dan *channel estimation symbol* ditunjukkan pada Gambar 15.



Gambar 15. Bentuk Sinyal *Preamble* Pada *Frame* OFDM.

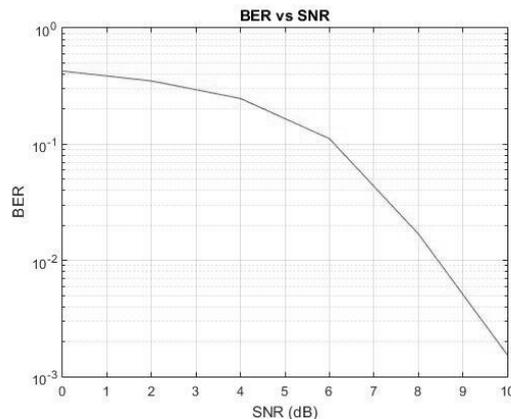
### 3.6 Equalization

Setelah faktor pengaruh kanal pada setiap *sub-carrier* aktif didapatkan, kemudian dilakukan *equalization* untuk menghilangkan pengaruh karakteristik kanal terhadap data pada setiap *sub-carrier* aktif. Operasi *equalization* yang dilakukan pada setiap *sub-carrier* aktif adalah berupa pembagian nilai data pada sampel yang diterima dengan faktor kanal hasil estimasi.

### 3.7 Viterbi Decoder

Pada sistem ini, *Viterbi decoder* yang digunakan pada *receiver* adalah berbasis metode *hard decision Polynomial generator* yang digunakan pada *decoder* ini sama seperti pada *convolutional encoder* pada *transmitter*, tanpa *puncturing*, yaitu  $g_0 = 133_8$  dan  $g_1 = 171_8$ , dengan *code rate*,  $R = \frac{1}{2}$ , dan *constraint length*,  $k = 7$ . Proses pada *Viterbi* ini menelusuri jalur *trellis* paling optimal dari diagram *trellis*. Hasil keluaran *Viterbi decoder* dengan variasi nilai SNR yang berbeda kemudian dapat di-plot dan dibandingkan dengan jumlah *bit error* terhadap data yang ditransmisikan, sehingga didapat performa BER dari sistem transmisi OFDM ini.

Hasil plot BER terhadap SNR dapat dilihat pada Gambar 16. Kurva ini diperoleh untuk sistem VLC dimana *time synchronization*, *channel estimation* dan *equalization* tidak diimplementasikan pada model. Ketika ketiga proses tersebut diimplementasikan pada model, maka nilai BER yang didapat adalah nol secara konstan atau tidak ada *bit error*, hingga nilai SNR minimum sebesar 10 dB. Untuk nilai SNR dibawah 10 dB, *noise* yang terdapat pada sinyal terlalu besar sehingga *time synchronizer* tidak dapat menemukan indeks awal data secara tepat.



Gambar 16. Kurva BER VS SNR Hasil Simulasi Pada MATLAB Pada Sistem VLC

#### 4. KESIMPULAN

Berikut merupakan kesimpulan yang didapatkan dari penelitian ini: 1) kanal sistem VLC untuk lingkungan *indoor* yang berukuran 5m x 5m x 3m telah dimodelkan dan didapatkan nilai SNR tertinggi adalah ~30 dB dan terendah yakni ~10 dB; 2) Pemodelan lengkap sistem DCO-OFDM telah berhasil dilakukan dengan menggunakan *software* MATLAB dengan kinerja BER = 0 untuk nilai minimum SNR = 10 dB; 3) Desain dari *frame* OFDM sudah dilakukan, yakni lebar *synchronization signal* = 2 OFDM simbol, lebar *channel estimation signal* = 4 OFDM *symbol* dan lebar data OFDM = 8 OFDM *symbol*. Pada publikasi yang lebih lanjut, akan dibahas implementasi dari hasil pemodelan ini pada *Register-Transfer Language* (RTL) [14]. Hasil dari pemodelan pada paper ini kemudian akan dibandingkan dengan hasil implementasi pada *platform* SoC pada [14], untuk mengukur kinerjanya. Semakin dekat hasil pada [14] dengan hasil pemodelan, maka performa sistem VLC yang diimplementasikan akan semakin baik.

#### UCAPAN TERIMA KASIH

Penulis mengucapkan terimakasih kepada Pusat Unggulan IPTEK Perguruan Tinggi Mikroelektronika, Institut Teknologi Bandung (PUI PT Mikroelektronika ITB) yang telah mendanai studi ini. Penelitian ini merupakan salah satu bagian dari Thesis yang berjudul "Arsitektur *System-on-Chip* untuk Komunikasi Cahaya Tampak berbasis DCO-OFDM" [15].

#### DAFTAR PUSTAKA

- [1] Adiono T, Pradana A, Fuada S. Rancang Bangun Sistem Komunikasi Cahaya Tampak dengan Modulasi 2-PWM berbasis Mikrokontroler. SISFO. 2018; 8(1): 1-18.
- [2] Ergul O, Dinc E, Akan OB. Communicate to Illuminate: State-of-the-art and research challenges for visible light communications. Physical Communication. 2015; 17: 72-85.
- [3] Cseh T, Rajbhandari S, Fekete G, Udvary E. Modulation Schemes. In: Chapter 4, Ghassemlooy Z, et al., editors. Visible Light Communications Theory and Applications. Boca Raton: CRC Press Taylor & Francis Group; 2017. p. 97.
- [4] Wu L, Zhang Z, Dang J, Liu H. Adaptive Modulation Schemes for Visible Light Communications. Journal of Lightwave Technology. 2015; 33(1): 117.
- [5] Adiono T. Perancangan Sistem Layer Fisik OFDM. Bandung: ITB Press; 2017.
- [6] Adiono T, Aska Y, Fuada S, Purwita AA. Design of an OFDM System for VLC with a Viterbi Decoder. IEIE Transaction on Smart Processing and Computing (SPC). 2017; 6(6): 455-465.
- [7] Adiono T, Aska Y, Purwita AA, Fuada S, Putra AP. Modeling OFDM system with Viterbi Decoder Based Visible Light Communication. Paper Presented at International Conference on Electronic, Information and Communication (ICEIC); Phuket, Thailand; 2017 Jan 11.
- [8] Viterbi Decoder v9.0 LogicCORE IP Product Guid [document on the internet]. USA; Xilinx Product Guide; 2014 [cited 2019 Mar 18]. Available from: [https://www.xilinx.com/support/documentation/ip\\_documentation/viterbi/v9\\_0/pg027\\_viterbi\\_decoder.pdf](https://www.xilinx.com/support/documentation/ip_documentation/viterbi/v9_0/pg027_viterbi_decoder.pdf)
- [9] Ghassemlooy G, Khalighi, MA, Wu D. Channel Modelling. In: Chapter 3, Ghassemlooy Z, et al., editors. Visible Light Communications Theory and Applications. Boca Raton: CRC Press Taylor & Francis Group; 2017. p. 71-80.

- [10] Fuada S, Putra AP, Adiono T. Analysis of Received Power Characteristics of Commercial Photodiodes in Indoor LoS Channel Visible Light Communication. *International Journal of Advanced Computer Science and Applications (IJACSA)*. 2017; 8(7): 164-172.
- [11] Adiono T, Armansyah RF, Salman AH, Fuada S. Design and Implementation of Analog Transceiver Circuit for Patient Monitoring System Based on OWC. In: *Proceedings of the International Conference on Electrical Engineering and Computer Science (ICECOS)*; 2018 Oct 2-4; Bangka Island, Indonesia. New York: IEEE; 2018 [cited 2019 Mar 18]. p. 63-8. Available form: IEEE Xplore.
- [12] Medina MFG, Gonzales O, Rodriguez S, Martin IR. Timing Synchronization for OFDM-based Visible Light Communication System. In: *Proceedings of Wireless Telecommunication Symposium*; 2016 Apr 18-20; London, UK. New York: IEEE; 2016 [cited 2019 Mar 18]. p. 1-4.
- [13] Elgala H, Mesleh R, Haas H, Pricope B. Visible Light Wireless Communication based on White LEDs. In: *Proceedings of 2007 IEEE 6<sup>th</sup> Vehicular Technology Conference (VTC)*; 2017 Apr 22-5; Dublin, Ireland. New York: IEEE; 2017 [cited 2019 Mar 18]. p. 2185-9.
- [14] Adiono T, Putra AP, Fuada S. Implementation of an OFDM System for VLC with a Decoder at the Register-Transfer Level. Unpublished.
- [15] Putra AP. *Arsitektur System-on-Chip* untuk Komunikasi Cahaya Tampak berbasis DCO-OFDM. M.Sc [thesis]. Bandung: Institut Teknologi Bandung; 2018.