

# EVALUASI KINERJA DIRECT CURRENT-BIASED OPTICAL ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING (DCO-OFDM) TERHADAP SKALABILITAS SISTEM VISIBLE LIGHT COMMUNICATION

Brian Pamukti<sup>1</sup>, Vinsensius Sigit Widhi Prabowo<sup>2</sup>

Optical Communication Laboratory,

Fakultas Teknik Elektro, Telkom University,

Jalan Telekomunikasi No. 1, Bandung 40257, Indonesia

<sup>1</sup>brianp@telkomuniversity.ac.id, <sup>2</sup>vinsensiusvsw@telkomuniversity.ac.id

## Abstrak

*Direct Current-biased Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing (DCO-OFDM) dengan penambahan tegangan 3 V dilakukan menutupi loss 3 dB pada Asymmetrical Clipping Optical-OFDM (ACO-OFDM). Pengujian terhadap dampak dari perubahan posisi penerima terhadap kinerja dianalisis dengan mengubah sudut antara pengirim dan penerima. DCO-OFDM berbeda dengan sistem OFDM pada komunikasi seluler yang menggunakan frekuensi radio dan nilai sinyal bipolar. Hasil simulasi komputer menunjukkan bahwa jarak paling jauh dari pengirim ke penerima yang dihasilkan dari sudut 24° adalah 2,413 m atau sama dengan area seluas 1,05 m<sup>2</sup>.*

**Kata Kunci:** *Direct Current-biased Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing, Visible Light Communication, Light Emitting Diode, Line Of Sight*

## Abstract

**This study proposes a Direct Current-biased Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing (DCO-OFDM) scheme with an additional voltage of 3 V to cover loss 3 dB in Asymmetrical Clipping Optical-OFDM was studied. Testing Effect of change in position of receiver was studied on its performance analyzed by changing the angle between the transmitter and receiver. DCO-OFDM is different from OFDM systems on cellular communications that use radio frequency (RF) and bipolar signal values. The computer simulation results show that the longest distance from the transmitter to the receiver ( $d$ ) obtained from the 24° is 2,413 m or equal to an area of 1.05 m<sup>2</sup>.**

**Key Words:** *Direct Current-biased Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing, Visible Light Communication, Light Emitting Diode, Line Of Sight*

## 1. Pendahuluan

Perkembangan teknologi yang begitu pesat mengakibatkan kebutuhan meningkatnya akan kecepatan data. Salah satu bentuk telekomunikasi yang populer saat ini adalah menggunakan metode Visible Light Communication (VLC). Perkembangan penelitian tentang VLC ini sangat pesat, terutama sejak ditemukannya teknologi Light Emitting Diode (LED), dan juga sumber daya spektrum yang langka. Spektrum *radio frequency* (RF) menjadi lebih padat, sangat diatur, dan mahal untuk lisensi [1, 2]. VLC mengacu pada *Optical Wireless Communication* (OWC) pada jarak pendek, menggunakan spektrum cahaya tampak dari 380-780 nm. Hal ini memberikan potensi untuk meningkatkan *data rate* hingga ( $\geq 1$  Gbps) pada jarak pendek, dengan LED dan foto detektor yang mudah didapatkan, dan juga dengan daya dan biaya lebih rendah [3]. Saat ini, implementasi VLC untuk komuni-

kasi jaringan akses semakin mendekati dengan teknologi *Next Generation-Passive Optical Network* (NG-PON) [4]. Selain itu, sistem komunikasi VLC juga telah diusulkan sebagai alternatif yang lengkap, aman, dan sehat untuk pengganti downlink Wi-Fi [5].

Sifat fisik LED dan foto detektor mencirikan sistem VLC sebagai sistem bersifat *Intensity Modulation/Direct Detection* (IM/DD). Arti dari IM/DD adalah proses pengiriman menggunakan intensitas sinyal, tidak berfase dan *amplitudo* unipolar. Hal ini membatasi teknologi *multi-carrier* sebagai skema modulasi yang dapat digunakan, karena tidak IM/DD menggunakan modulasi bipolar [6].

Teknik seperti *On-Off Keying* (OOK), *Pulse Position Modulation* (PPM), dan *Pulse Amplitude Modulation* (PAM) dapat diterapkan secara langsung untuk tujuan OWC, karena tidak memanipulasi data amplitudo.

Akan tetapi, peningkatan kapasitas transmisi (*data rate*), bagaimanapun, akan dispersi dan *Intersymbol Interference* (ISI). Oleh karena itu, penggunaan teknik yang lebih tangguh seperti OFDM menjadi usulan tepat bagi OWC. Orthogonal Frequency Division Multiplexing memungkinkan pembawa frekuensi yang berbeda untuk ditumpangkan secara adaptif pada bit yang sesuai dengan properti kanalnya [7]. Metode OFDM pada optik memungkinkan untuk menghasilkan sinyal *real* OFDM dengan menerapkan simetri Hermitian pada operator dalam domain frekuensi dengan memotong setengah efisiensi spektral.

Sifat bipolar pada OFDM sinyal memiliki permasalahan tambahan di VLC karena, LED hanya dapat menyampaikan sinyal unipolar dalam intensitas cahaya. Masalah ini dapat diatasi dengan menggunakan bias *Direct Current* (DC). Bias DC ini meningkatkan kebutuhan daya sistem dan tidak mudah dioptimalkan untuk ukuran konstelasi apapun jika M Quadrature Amplitude Modulation (M-QAM) digunakan untuk memodulasi berbagai pembawa OFDM. Teknik tersebut dikenal sebagai *Direct Current Optical-OFDM* (DCO-OFDM). Selain DCO-OFDM, alternatif untuk mengefisienkan daya pada OFDM unipolar adalah menggunakan *Asymmetrical Clipping Optical-OFDM* (ACO-OFDM), dimana metode ini menggunakan transformasi Fourier dan pemotongan simbol negatif asimetris untuk membuat sinyal unipolar dalam domain waktu [8]. ACO-OFDM, dengan segala kelebihanannya, memiliki setengah dari efisiensi spektrum DCO-OFDM dan kerugian kinerja sebesar 3 dB untuk sinyal bipolar bila dibandingkan dengan OFDM [9]. Pendekatan modulasi lain untuk OFDM pada VLC, adalah modifikasi modulasi dari *Subcarrier-Index Modulation OFDM* (SIM-OFDM) [10], dalam upaya untuk membuat skema modulasi dengan mengurangi *Peak-to-average Power Ratio* (PAPR) untuk keperluan VLC. Pembaruan model OFDM tanpa menggunakan tegangan adalah *Unipolar-OFDM* (U-OFDM), dengan memanipulasi simbol OFDM yang memiliki nilai real negatif dan digeser melalui selang waktu [11].

Penelitian ini berfokus pada modifikasi DCO-OFDM dengan tegangan rendah, sebesar 3 V dalam upaya untuk menutup kekurangan pada *loss* 3 dB antara orisinal OFDM dan ACO-OFDM. pemodelan pada ruang tertutup digunakan pada penelitian ini dengan menganalisis kinerja DCO-OFDM pada berbagai lokasi penerima.

## 2. Metode dan model sistem

Pada sistem pengirim, untuk mengubah satu set *subcarrier* yang dimultipleks dan *overlapping* dari domain frekuensi ke bentuk sinyal pada domain waktu. Satu simbol OFDM membawa satu set simbol data, dan  $X$  berada di dalam frekuensi domain. Simbol OFDM adalah vektor, yang terdiri dari satu set  $N$  *subcarrier*. Algoritma IFFT

(pemakaian kedua) mengeluarkan vektor simbol OFDM diskrit  $x$  dalam domain waktu [6], yang diberikan oleh persamaan (1):

$$x_m = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k \cdot e^{j\frac{2\pi km}{N}}, \quad (1)$$

dengan  $m$  pada interval  $0 \leq m \leq N - 1$ ,  $N$  adalah besar IFFT dan  $X_k$  adalah urutan simbol *subcarrier*  $K_{th}$ . Pasangan konversi FFT dapat dinyatakan sebagai persamaan (2):

$$X_k = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} x_m \cdot e^{j\frac{2\pi km}{N}}, \quad (2)$$

dengan  $k$  pada interval  $0 \leq k \leq N - 1$ . Keluaran dari (1) adalah sinyal kompleks dan tidak dapat digunakan dalam modulasi (IM/DD). Simetri Hermitian digunakan untuk mendapatkan output IFFT yang bernilai real. Ini adalah salinan transpose-conjugate dari subcarrier yang aktif, ditambahkan ke bagian lain dari setengah frame IFFT; dengan elemen vektor masukan IFFT baru,  $X_H$  adalah seperti persamaan (3):

$$X_H = [X_0, X_1, X_2, \dots, X_N, X_{N-1}^*, X_2^*, X_1^*], \quad (3)$$

dan komponen DC,  $X_0 = X_N = 0$ . Hal ini menghasilkan keluaran IFFT  $2N$ -titik simbol OFDM, sehingga persamaan (1) dapat diubah menjadi persamaan (4):

$$x_m = \frac{1}{N} \sum_{h=0}^{2N-1} X_{H,h} \cdot e^{j\frac{2\pi hm}{N}}, \quad (4)$$

dengan interval  $m$  pada rentang  $0 \leq m \leq 2N - 1$  dan  $h$  adalah urutan simbol *subcarrier* ke- $h$  ( $h^{th}$ ). Simbol OFDM adalah fungsi periodik dari,  $T_p = 1/\Delta f$  dan  $\Delta f$  adalah jarak antar *subcarrier* dengan  $\Delta f = B/(N - 1)$ , dan  $B$  adalah bandwidth sinyal modulasi.

Pada sisi penerima, *Fast Fourier Transform* (FFT) dioperasikan untuk mengubah besaran domain waktu ke domain frekuensi. Keluaran elemen dari hasil FFT adalah seperti pada persamaan (5):

$$Y_h = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{2N-1} y_m \cdot e^{j\frac{2\pi hm}{N}}, \quad (5)$$

dengan  $h$  memiliki rentang  $0 \leq m \leq 2N - 1$  dan  $y$  berisi vektor dari satu set amplitudo pada sisi penerima dalam domain waktu dengan panjang sinyal  $2N$ . Kanal yang dilalui oleh *transmitter* adalah *Additive White Gaussian Noise* (AWGN) yang memiliki persamaan keluaran sinyal

$$y = x + n_{AWGN}, \quad (6)$$

dengan  $n$  adalah komponen noise dari AWGN. Hasil substitusi persamaan (5) dan (6) didapat persamaan (7):

$$Y_h = \sum_{m=0}^{2N-1} x_m \cdot e^{j\frac{2\pi hm}{N}} + \sum_{m=0}^{2N-1} n_{AWGN,m} \cdot e^{j\frac{2\pi hm}{N}}, \quad (7)$$

dengan  $h$  memiliki rentang for  $0 \leq m \leq 2N - 1$ . Simbol  $x_m$  dan  $n_{AWGN,m}$  berturut-turut adalah sinyal dan amplitudo *noise* dari poin ke- $m$  ( $m^{th}$ ) melalui jumlah  $2N$  domain waktu.  $N_{AWGN,h}$  adalah komponen pada *noise* Gaussian dari urutan keluaran FFT ke- $h$  ( $h^{th}$ ), dengan hasil pada penerima sesuai dengan persamaan (8):

$$X_{AWGN,h} = \sum_{m=0}^{2N-1} n_{AWGN,m} \cdot e^{j\frac{2\pi hm}{N}}, \quad (8)$$

dengan  $h$  is for  $0 \leq m \leq 2N - 1$ . Dengan demikian, persamaan (7) dapat di disederhanakan menjadi persamaan (9):

$$Y_h = X_h + N_{AWGN,h}. \quad (9)$$

kelebihan dari transmisi OFDM adalah dapat menyelesaikan permasalahan Inter Symbol Inteference (ISI) dengan menggunakan *Cyclic Prefix* (CP) yang dilibatkan pada permulaan frame OFDM. CP adalah sebagian cuplikan dari akhir *frame* sebuah simbol OFDM. Prefix lebih panjang dari estimasi penyebaran delay di dalam kanal. Hal ini merupakan langkah pencegahan dari efek merugikan yang disebabkan oleh kanal dispersif dari lokalisasi sinyal non-informasi sebagai pembeda yang akan dihilangkan pada sisi penerima.

## 2.1 Model DCO-OFDM

Pemodelan pada DCO-OFDM dilakukan dalam upaya mengubah sinyal OFDM *real* negatif menjadi sinyal positif. Hal tersebut dikarenakan modulasi yang digunakan adalah IM/DD yang hanya mengenal sinyal modulasi unipolar. Proses penumpangan ini memastikan sinyal unipolar memenuhi persyaratan IM/DD, yaitu *offset* DC ditambahkan dalam skema DCO-OFDM. *Offset* DC (diimplementasikan dalam praktik sebagai arus bias-dc untuk menggerakkan pemancar LED) ditambahkan ke bentuk gelombang waktu-domain yang dihasilkan untuk mengangkat sinyal ke dalam wilayah unipolar dan kemudian ditransmisikan. Total *data rate* untuk transmisi DCO-OFDM adalah sesuai persamaan (10):

$$R_{DCO-OFDM} = \frac{B}{N} \sum_{k=1}^{N-1} \log_2 M_k, \quad (10)$$

dengan  $B$  adalah *bandwidth* modulasi dan  $\log_2 M$  merepresentasikan jumlah bit tiap simbol dar skemal modulasi *subcarrier*, dengan sesuai dengan tipikal *M-Quadrature Amplitude Modulation* (M-QAM). Sinyal keluaran analog  $x_m$  dari (1) diubah menjadi digital dengan *Digital-to-Analog Converter* (DAC). Dalam sistem DCO-OFDM, sinyal positif  $r(t)$  didorong oleh LED yang didapatkan dari  $x(t)$ , setelah kedua *linear scaling* (LS) dan sebuah operasi bias sepertipersamaan (11):

$$r(t) = \alpha x(t) + B_{DC}, \quad (11)$$

dengan  $\alpha$  dan  $B_{DC}$  adalah nilai real. Sinyal *forward*  $y(t)$  mendorong LED mengubah ke *magnitude* dari input arus

listrik  $r(t)$  ke intensitas cahaya. Pada dasarnya, perubahan modulasi intensitas tidak dapat dilihat oleh mata telanjang meskipun komunikasi cahaya ini menggunakan cahaya tampak. Nilai  $B_{DC}$  harus merepresentasikan bahwa semua nilai real negatif dari magnitud arus listrik berubah menjadi positif atau nol. Faktor skala  $\alpha$  diope-rasikan dan menghasilkan sinyal  $y(t)$  yang akan mengeluarkan varians  $\sigma_y^2 = \sigma^2 \alpha_x^2$ , dengan  $\sigma_y^2$  adalah varians dari  $x(t)$ . Faktor skala harus dipilih secara tepat untuk bekerja dengan batasan rentang dinamis dari LED. Di sisi lain, nilai tinggi  $\alpha$  dapat menghasilkan sinyal optik yang terpotong. Faktor non-linearitas memiliki dampak besar pada kinerja sistem. Secara khusus, amplitudo sinyal di bawah tegangan LED dan di atas titik saturasi LED akan terpotong [6]. Hal ini adalah masalah yang sangat serius dalam sistem OFDM karena Peak to Average Power Ratio (PAPR) yang relatif besar. Dalam analogi dengan model *Solid State Power Amplifier* (SSPA) untuk sistem domain *Radio Frequency* (RF), model non-linearitas LED diusulkan dalam [2]. Perilaku model LED yang diperlukan dapat diformulasikan seperti persamaan (12):

$$i_{LED}(v_{LED}) = \begin{cases} \frac{f(v_{LED})}{(1+(\frac{f(v_{LED})}{i_m})^{2k})^{\frac{1}{2k}}} & \text{if } v_{LED} \geq 0 \\ 0 & \text{if } v_{LED} \leq 0 \end{cases} \quad (12)$$

dengan  $k$  adalah parameter untuk memodelkan derajat ketidaklinieran (juga disebut faktor *knee*),  $i_m$  adalah arus ac/pulsa maksimum yang dilalui LED, dan  $f(v_{LED})$  adalah fungsi yang menjelaskan karakteristik pengukuran dari *data sheet* I-V. Faktor *knee* pada persamaan (12) diatur untuk membatasi (pemotongan paksa) atau untuk memotong lebih lembut (*soft-clipping*) dari atas puncak dari sinyal OFDM.

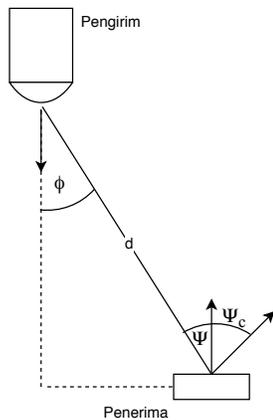
## 2.2 Model ruangan VLC indirect LOS

Saluran VLC dalam ruangan terdiri dari dua jenis model kanal, yaitu kanal *line-of-sight* (LOS) dan kanal *non-line-of-sight* (NLOS) [5]. Dibandingkan dengan model LOS, daya optik yang diterima dari tautan NLOS biasanya jauh lebih kecil. Oleh karena itu, hanya model LOS yang dipertimbangkan dan kontribusi dari model NLOS diabaikan [5]. Kanal LOS pada sistem berbasis VLC adalah kanal yang paling penting untuk mengkarakterisasi saluran.

Gambar 1 menjelaskan tentang model yang diajukan dalam penelitian ini. Pengirim merupakan LED dengan rentang panjang gelombang dari 380 – 780 nm, sedangkan penerima menggunakan foto detektor *Positive Intrinsic Negative* (PIN). Daya optik yang diterima dalam satuan Watt di perangkat penerima pada kanal LOS (mengabaikan pantulan dinding) memiliki model matematika seperti pada persamaan (13):

$$P_r = P_t H(0)_{LOS}, \quad (13)$$

dengan  $P_t$  adalah daya optik yang ditransmisikan,  $P_r$  adalah daya optik yang diterima, dan  $H(0)$  adalah hilangnya



Gambar 1. Model VLC indirect LOS.

daya di kanal LOS. Kerugian jalur kanal LOS didefinisikan seperti pada persamaan (14):

$$H(0)_{LOS} = \frac{A}{d^2} R(\phi) T_s(\Psi) g(\Psi) \cos \Psi, \quad (14)$$

dengan  $A$  adalah luasan penerima cahaya (foto detektor),  $d$  adalah jarak penerima-pengirim,  $\phi$  adalah sudut terhadap pemancar,  $\Psi$  adalah sudut terhadap penerima,  $T_s(\Psi)$  adalah penguat filter,  $g(\Psi)$  adalah penguat konsentrator, dan  $R(\phi)$  adalah intensitas pemancar pemancar yang diberikan oleh persamaan (15):

$$R(\phi) = \frac{m}{2\pi} \cos^m(\phi), \quad (15)$$

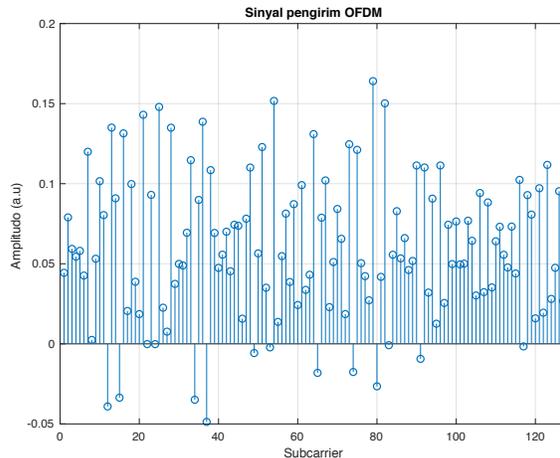
dengan  $m$  adalah urutan emisi Lambertian. Urutan emisi Lambertian  $m$ , berhubungan dengan *semiangle* pada setengah daya LED  $\phi_{1/2}$  (disebut sudut berkas pengirim) seperti pada persamaan (16):

$$m = \frac{\ln 2}{\ln(\cos \phi_{1/2})}. \quad (16)$$

Fotodioda digunakan di sisi penerima untuk mengubah intensitas optik yang diterima, ke dalam amplitudo sinyal listrik. Setelah melewati saluran, sinyal yang diterima diperoleh seperti pada persamaan (17):

$$y(t) = h(t) \otimes F(r(t)) + n_{AWGN}(t), \quad (17)$$

dengan  $y(t)$  merepresentasikan replikan terdistorsi yang diterima dari sinyal yang ditransmisikan,  $r(t)$ , yang dikenai fungsi distorsi non-linear,  $F(r(t))$ , dari *front-end transmitter*. Sinyal transmisi terdistorsi nonlinier dikonvolusi dengan respon impuls kanal,  $h(t)$ , dan terdistorsi oleh AWGN,  $n_{AWGN}(t)$ , pada penerima. Simbol  $\otimes$  adalah linear konvolusional dan digunakan pada OFDM yang didasarkan pada algoritma IFFT dan FFT. Dengan demikian, implementasi pada *Digital Signal Processing (DSP)* sangat mudah, model diskrit ekuivalen berikut ini adalah



Gambar 2. OFDM subcarrier sebelum dilakukan penambahan DC.

ditujukan untuk sebuah link komunikasi yang memiliki noise untuk digunakan dalam deskripsi sistem seperti pada persamaan (18):

$$y = h * F(r) + n_{AWGN}, \quad (18)$$

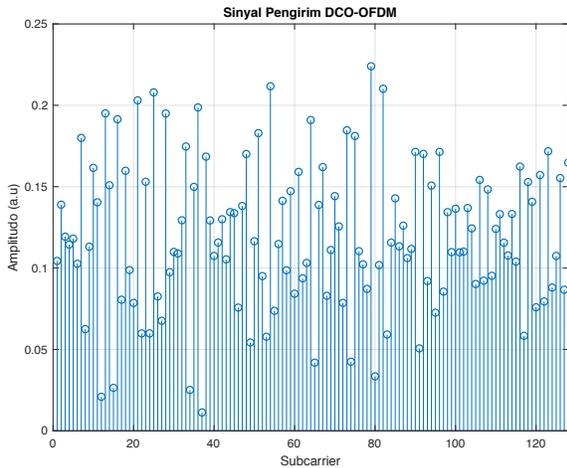
dengan  $*$  ditujukan untuk linear diskrit konvolusi. Penting untuk dicatat bahwa *noise* ditambahkan dalam domain elektrik. Oleh karena itu, sinyal yang diterima bisa negatif maupun positif. Dengan demikian, sinyal yang diterima adalah bipolar, bukan unipolar. CP pertama dihapus dan konvolusi linier diubah menjadi konvolusi *circular* kemudian sinyal didemodulasi menggunakan FFT. Simbol data kemudian diekstraksi dari output demodulasi FFT dan simbol tercapai. Bit data dipulihkan setelah konversi dibuat serial-ke-paralel.

### 3. Analisis dan diskusi DCO-OFDM

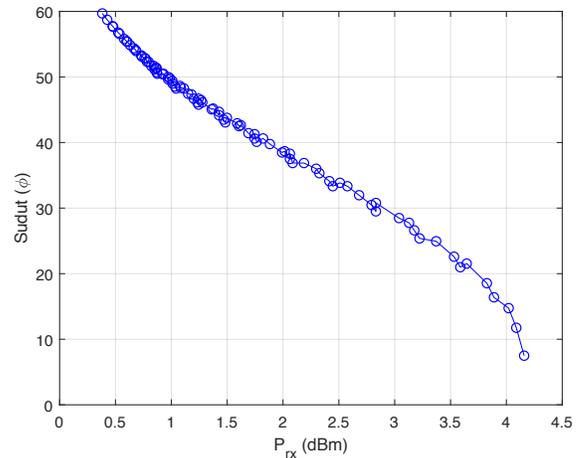
Pada penelitian ini, analisis dilakukan pada perubahan sebelum dan sesudah penambahan arus DC, OFDM pada umumnya yang digunakan pada teknologi radio frekuensi seperti terlihat pada Gambar 2. Simbol dari *sub-carrier* memiliki nilai negatif dan positif (bipolar), sedangkan modulasi pada LED adalah unipolar (hanya simbol positif).

Skema OFDM yang digunakan VLC hampir sama pada RF, dengan seluruh proses OFDM dari awal hingga akhir sama persis, kecuali pada pengiriman sebelum melalui saluran transmisi. Sinyal OFDM diubah dengan penambahan arus agar seluruh nilai real dari *sub-carrier* negatif, menjadi seluruhnya positif. Gambar 3 menunjukkan perubahan pada diagram batang setelah dilakukan proses penambahan DC. Dapat dilihat pada gambar tersebut representasi sinyal *sub-carrier* bersifat unipolar.

Setelah mengeluarkan sinyal unipolar dalam bentuk elektrik, sistem akan melakukan *drive current* pada



Gambar 3. OFDM subcarrier setelah dilakukan penambahan DC.



Gambar 4. Grafik daya terima terhadap sudut penerima.

LED agar lampu memiliki nilai intensitas. IM/DD pada OOK memiliki nilai tegangan maksimum, sehingga daya LED yang dikeluarkan akan maksimum ketika representasi bit 1. Berbeda dengan sistem DCO-OFDM, sinyal yang mendorong LED menyala memiliki tingkat daya yang berbeda, sesuai tegangan elektrik yang keluar dari sinyal DCO-OFDM.

3.1 Distribusi cahaya pada penerima

Untuk membuktikan bahwa kinerja DCO-OFDM memiliki cakupan komunikasi yang relatif luas, pemodelan ruangan tiga dimensi pada penelitian ini, parameter dalam ruangan yang dilakukan ditunjukkan pada Tabel 1.

Gambar 4 menunjukkan perubahan daya terima ( $P_{Rx}$ ) pada setiap sudut perubahan. Sudut ( $\phi$ )  $0^\circ$  adalah ketika penerima berada pada pada sejajar sumber cahaya (LED). Setiap pergeseran yang menjauhi sumber cahaya, maka sudut pun semakin besar. Dampak dari besarnya sudut adalah penurunan daya yang diterima. Dengan luas ruangan seperti pada Tabel 1, maka sudut terbesar yang bisa dicapai adalah  $60^\circ$ , dengan receiver pada lokasi tersebut mendapatkan daya sebesar 0,031 dBm.

Tabel 1. Nilai Parameter pada VLC.

Parameter	Nilai	Satuan
Daya LED	1	Watt
Ukuran Ruangan	4x4x3	$m^3$
Lokasi LED	0,0,3	-
Ketinggian	2,15	m
Semiangle at half power ( $\theta_{1/2}$ )	70	derajat
Penguat filter $g(\Psi)$	1	-
Luasan detektor	1	$cm^2$
Penguat konsentrator	1	-

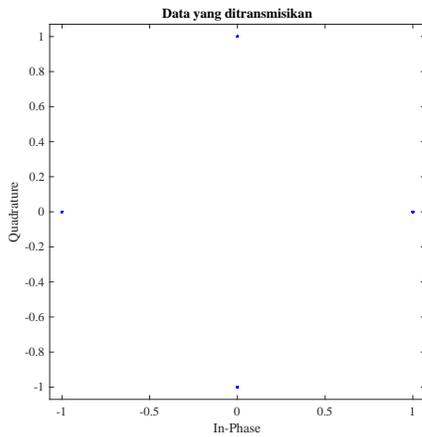
Pada penelitian ini, daya terima diukur dalam luasan  $0.004 m^2$ , dengan  $\Psi$  dan  $\phi$  memiliki sudut  $0^\circ - 8^\circ$ , mendapatkan daya sekitar 4,2 dBm pada ketinggian 2,15 m. Nilai tersebut sudah masuk dalam perencanaan daya, dengan daya tidak kurang dari nilai minimal sensitivitas penerima (-28 dBm). Akan tetapi, nilai tersebut belum bisa merepresentasikan kualitas sebuah jaringan. Kualitas tersebut akan dievaluasi melalui Bit Error Rate (BER) dengan mengubah posisi penerima.

3.2 Kinerja pada posisi penerima

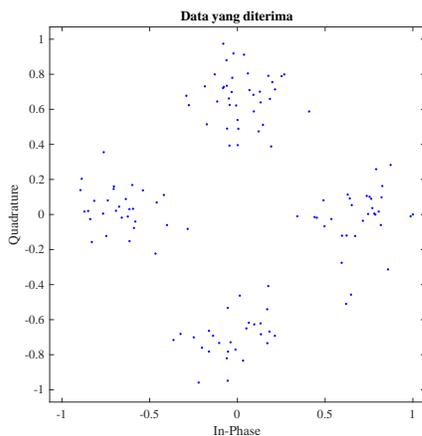
Isu terbesar VLC yang masih diulas oleh para peneliti adalah luas cakupan VLC, mengingat kecilnya nilai panjang gelombang dari spektrum cahaya. Jika dibandingkan dengan teknologi ruangan tertutup seperti Wireless Fidelity (Wi-Fi), maka VLC memiliki cakupan yang sempit dan kecepatan yang tinggi.

Gambar 5 menunjukkan penggunaan 4-QAM pada sisi pengirim, dengan setiap simbol berada pada posisi ujung nilai 1 dan -1 pada sumbu real dan imajiner. Sedangkan pada sisi penerima, simbol sudah berhamburan pada setiap area sudut simbol awal. Nilai-nilai tersebut merupakan analisis pada jarak terjauh, yaitu ketika sudut penerima terhadap pengirim  $24^\circ$ , seperti diperlihatkan pada Gambar 6.

Gambar 7 mendeskripsikan tentang hasil percobaan pada simulasi DCO-OFDM untuk lokasi penerima yang berbeda-beda. Lokasi tersebut direpresentasikan dengan sudut antara pengirim dan penerima. Sudut  $0^\circ$  merupakan posisi awal ketika penerima belum berubah lokasi. Ketika lokasi berubah seiring perubahan sudut, hasil tidak berubah dan relatif sama. Perubahan signifikan terjadi ketika pada sudut  $24^\circ$ , dengan Bit Error Rate (BER) tidak lagi di bawah  $10^{-3}$  pada SNR bernilai 16. Analisis yang bisa didapatkan dari hasil simulasi ini adalah, bahwa jarak mem-



Gambar 5. Diagram konstelasi di pengirim.

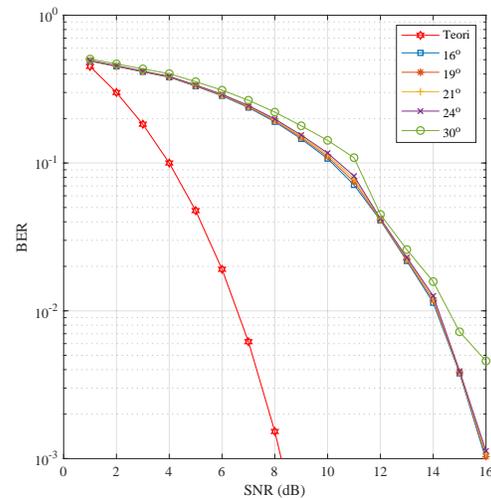


Gambar 6. Diagram konstelasi di penerima.

pengaruhi nilai kualitas pada DCO-OFDM. Hal tersebut disebabkan rendahnya daya terima pada penerima. Maka dari itu, sudut maksimal yang bisa dicakup oleh VLC adalah  $24^\circ$ , yang dapat disamakan dengan luasan area komunikasi sebesar  $1,05 \text{ m}^2$ . Kinerja yang dihasilkan oleh DCO-OFDM belum optimal karena dari kurva teori masih sangat jauh dan SNR yang dibutuhkan relatif tinggi.

#### 4. Kesimpulan

Evaluasi kinerja DCO-OFDM melalui perubahan posisi penerima telah dilakukan pada penelitian ini. Perubahan tersebut dimulai dari sudut  $0^\circ$  yang sejajar dari penerima dan pengirim hingga sudut membentuk  $30^\circ$ . Sudut maksimal yang dapat dihasilkan pada simulasi ini adalah  $24^\circ$ . Menggunakan satu lampu dengan daya sebesar 1 W dan luas ruangan  $16 \text{ m}^2$ , sudut sebesar  $24^\circ$  memiliki cakupan komunikasi seluas  $1,05 \text{ m}^2$ , atau setara 6,5% dari luas keseluruhan. Perluasan ini meningkat sebesar 51%



Gambar 7. Plot berbagai posisi penerima.

jika dibandingkan dengan model IM/DD yang memiliki skalabilitas  $0.5024 \text{ m}^2$ .

Beberapa hal yang masih dapat dikembangkan dalam memperluas cakupan komunikasi menggunakan VLC. Pengembangan tersebut adalah ditambahkan penguat konsentrator pada penerima, penggunaan skema OFDM lain, seperti ACO-OFDM, U-OFDM, perubahan besar daya dan nilai analisis perubahan *Field of View* (FoV) akibat orientasi penerima bisa dijadikan parameter untuk penelitian berikutnya.

#### Daftar Pustaka

- [1] J. Armstrong, "Ofdm for optical communications," *Journal of lightwave technology*, vol. 27, no. 3, pp. 189–204, 2009.
- [2] Z. Yu, R. J. Baxley, and G. T. Zhou, "Brightness control in dynamic range constrained visible light ofdm systems," in *Wireless and Optical Communication Conference (WOCC), 2014 23rd*. IEEE, 2014, pp. 1–5.
- [3] T. Komine and M. Nakagawa, "Fundamental analysis for visible-light communication system using led lights," *IEEE transactions on Consumer Electronics*, vol. 50, no. 1, pp. 100–107, 2004.
- [4] B. Pamukti and D. Perdana, "Performance evaluation of dcf length for high scalability ng-pon2," *Tel-komnika*, vol. 15, no. 1, p. 165, 2017.
- [5] D. C. O'Brien, L. Zeng, H. Le-Minh, G. Faulkner, J. W. Walewski, and S. Randel, "Visible light communications: Challenges and possibilities," in *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2008. PIMRC 2008. IEEE 19th International Symposium on*. IEEE, 2008, pp. 1–5.

- [6] H. Chen, S. Hu, J. Ding, S. Bian, H. Wu, P. Hua, S. You, X. Li, Q. Yang, and M. Luo, "Performance comparison of visible light communication systems based on aco-ofdm, dco-ofdm and ado-ofdm," in *Optical Communications and Networks (ICOON), 2017 16th International Conference on*. IEEE, 2017, pp. 1–3.
- [7] J. A. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come," *IEEE Communications magazine*, vol. 28, no. 5, pp. 5–14, 1990.
- [8] J. Armstrong and A. Lowery, "Power efficient optical ofdm," *Electronics letters*, vol. 42, no. 6, pp. 370–372, 2006.
- [9] J. Armstrong and B. J. Schmidt, "Comparison of asymmetrically clipped optical ofdm and dc-biased optical ofdm in awgn," *IEEE Communications Letters*, vol. 12, no. 5, 2008.
- [10] R. Abu-Alhiga and H. Haas, "Subcarrier-index modulation ofdm," in *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2009 IEEE 20th International Symposium on*. IEEE, 2009, pp. 177–181.
- [11] D. Tsonev, S. Sinanovic, and H. Haas, "Novel unipolar orthogonal frequency division multiplexing (u-ofdm) for optical wireless," in *Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2012 IEEE 75th*. IEEE, 2012, pp. 1–5.