

Perbandingan PAPR Metode CSLM dan SSLM pada Pengirim OFDM

Rana Nuriadnyana¹, Arfianto Fahmi², Budi Syihabuddin³

Abstract— OFDM has multiple weaknesses, one of which is a high Peak to Power Average (PAPR). The maximum power value of the OFDM signal will be much greater than the average power, so the efficiency of the amplifier will be reduced. A popular and effective method to reduce PAPR values is by using Conventional Selected Mapping (CSLM). The CSLM method utilizes the PAPR sensitivity to phase rotation by multiplying the signal that will enter IFFT against different phase rotations and then selects the signal with the lowest PAPR. However, to detect the signal to be selected, the CSLM method requires Side Information (SI) transmission. The method called Symmetric Selected Mapping (SSLM) has been introduced to reduce PAPR values in DCO-OFDM systems without sacrificing bandwidth efficiency caused by SI transmission. The technique on SSLM multiplies signals that will be sent with additional magnitude and different phase rotations. This paper designs OFDM transmitters using Hermitian Symmetry and then analyzes the results of PAPR value reduction using SSLM and CSLM methods. The simulation results show that the PAPR value using CSLM and SSLM methods can reduce PAPR by 3.08 and 3.04 dB.

Intisari— OFDM memiliki kelemahan, salah satunya adalah *Peak to Power Average* (PAPR) yang tinggi. Nilai daya maksimum sinyal OFDM jauh lebih besar dibandingkan daya rata-ratanya, sehingga efisiensi amplifier menjadi berkurang. Salah satu metode efektif yang telah banyak digunakan untuk mereduksi nilai PAPR adalah *Conventional Selected Mapping* (CSLM). Metode CSLM memanfaatkan sensitivitas PAPR terhadap rotasi fase dengan mengalikan sinyal yang akan masuk ke IFFT terhadap rotasi fase yang berbeda lalu memilih sinyal dengan nilai PAPR yang terendah. Namun, untuk mendeteksi sinyal yang akan dipilih, metode CSLM membutuhkan transmisi *Side Information* (SI). Metode yang dinamakan *Symmetric Selected Mapping* (SSLM) telah diperkenalkan untuk mereduksi nilai PAPR di sistem DCO-OFDM tanpa mengorbankan efisiensi lebar bidang (*bandwidth*) yang disebabkan oleh transmisi SI. Teknik pada SSLM mengalikan sinyal yang akan dikirim dengan magnitude tambahan dan rotasi fase yang berbeda. Makalah ini mendesain pengirim OFDM dengan menggunakan matriks simetris Hermitian, lalu menganalisis hasil reduksi nilai PAPR dengan metode SSLM dan CSLM. Dari hasil simulasi didapatkan nilai PAPR menggunakan CSLM dan SSLM dapat mereduksi PAPR sebesar 3,08 dan 3,04 dB.

Kata Kunci— *Conventional Selected Mapping* (CSLM), *Symmetric Selected Mapping* (SSLM), OFDM, PAPR

¹Mahasiswa, Program Studi SI Teknik Telekomunikasi, Fakultas Teknik Elektro, Universitas Telkom, Bandung. 40257 INDONESIA (e-mail: rananrd@student.telkomuniversity.ac.id)

^{2, 3}Dosen, Program Studi SI Teknik Telekomunikasi, Fakultas Teknik Elektro, Universitas Telkom, Bandung. 40257 INDONESIA (e-mail: arfiantof@telkomuniversity.ac.id, budisyihab@telkomuniversity.ac.id)

I. PENDAHULUAN

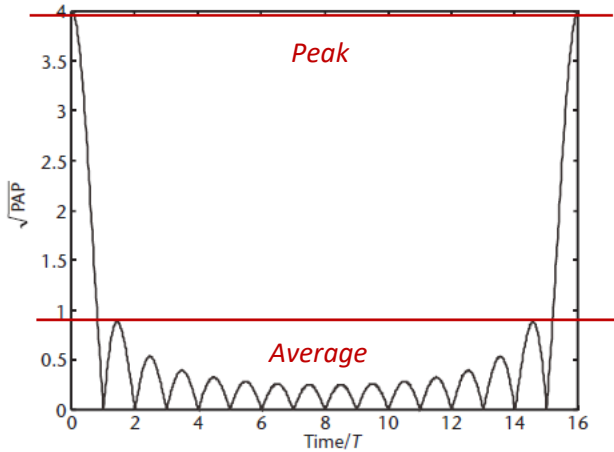
Perkembangan dunia telekomunikasi semakin meningkat pada masa sekarang ini, terutama dalam komunikasi nirkabel. *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) adalah sebuah teknik transmisi yang menggunakan beberapa buah frekuensi (*multicarrier*) yang saling tegak lurus (ortogonal). Masing-masing subpembawa tersebut dimodulasikan dengan teknik modulasi konvensional pada rasio simbol yang rendah [1]. OFDM merupakan salah satu teknik modulasi yang sering digunakan pada komunikasi *broadband* tanpa kabel dan nirkabel karena ketahanannya terhadap *intersymbol interference* (ISI) [2]. Penerapan teknik modulasi OFDM telah dilakukan pada beberapa standar siaran, seperti standar *Digital Audio Broadcasting* (DAB) dan standar *Digital Video Broadcasting* (DVB) [3]. Beberapa riset juga telah melakukan penelitian penerapan OFDM pada berbagai riset, seperti salah satunya yaitu VLC [2], [4]. Beberapa kasus penerapan OFDM mengharuskan sinyal yang dikirim bernilai real, yang salah satunya terdapat pada penerapan komunikasi melalui cahaya. Agar sinyal pada output IFFT menjadi real, setelah sinyal dipetakan (proses *mapping*), matriks simetris Hermitian digunakan untuk membuat sinyal menjadi real [5].

Penggunaan OFDM ini memiliki beberapa kelemahan yang salah satunya adalah memiliki nilai *Peak to Average Power Ratio* (PAPR) yang tinggi [6]. Tingginya nilai PAPR mengakibatkan penguat RF harus mengakomodasi variasi amplitude yang besar dan harus linear sehingga membuat penguat tidak dapat beroperasi dengan efisiensi yang tinggi [7]. Beberapa riset telah dilakukan untuk mereduksi PAPR seperti pada [8] yang menggunakan skema *tone injection*, lalu pada [9] dengan melakukan skema *low-complexity* tanpa SI, pada [10] menggunakan penggabungan teknik *Clipping* dan *Filtering*, fan pada [4] menggunakan skema *Symmetric Selected Mapping* (SSLM) untuk mereduksi PAPR di sistem VLC. Makalah ini membandingkan metode SSLM dengan SI pada sisi pengirim OFDM.

Pada skema *Conventional Selected Mapping* (CSLM) setiap kandidat sinyal yang akan dikirim dikalikan dengan salah satu urutan fase yang telah ditentukan sebelumnya. Sedangkan metode SSLM tidak hanya mengalikan urutan fase saja, tetapi juga mengalikan nilai magnitude tambahan secara simetris dan periodik agar mendapatkan nilai yang real dan meningkatkan deteksi tanpa SI [4]. Makalah ini berfokus untuk mereduksi PAPR pada pengirim OFDM yang menggunakan matriks simetris Hermitian. Analisis dilakukan menggunakan skema CSLM, SSLM, dan *clipping* dengan memvariasikan urutan fase dan nilai penambahan magnitude yang telah ditentukan sebelumnya.

II. REDUKSI PAPR

OFDM memiliki berbagai keuntungan yang telah digunakan pada masa sekarang ini. Namun, terdapat beberapa kekurangan yang masih ada pada OFDM. Salah satunya, OFDM memiliki masalah nilai puncaknya lebih tinggi dibanding daya rata-ratanya, atau biasa disebut PAPR. Pada makalah ini, analisis reduksi PAPR dilakukan dengan menggunakan teknik CSLM dan SSLM.



Gbr. 1 Akar kuadrat dari PAPR untuk sinyal OFDM 16-saluran.

A. Peak Average Power of Ratio (PAPR)

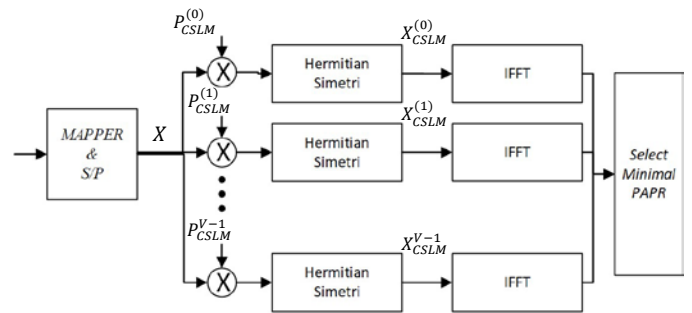
PAPR di pengirim dipengaruhi oleh sinyal pada OFDM yang terdiri atas beberapa subpembawa yang dimodulasi secara independen, yang dapat memberikan nilai *peak-to-average power* yang besar saat ditambahkan secara koheren. Saat sinyal N ditambahkan dan memiliki fase yang sama, maka akan dihasilkan puncak dengan N kali kekuatan rata-rata [1]. Permasalahan ini dapat dijelaskan oleh teorema limit pusat dalam teori probabilitas. Teori ini mengatakan bahwa ketika ada kombinasi linear dari variabel dalam jumlah besar, ini dianggap atau didekati di bawah Gaussian. Pada sistem OFDM yang terdapat nilai variabel yang sangat besar, sinyal OFDM dianggap sebagai sinyal terdistribusi Gaussian. Gbr. 1 adalah ilustrasi dari PAPR [1]. Pada Gbr. 1, dua sampel memiliki *peak* yang besar [11]. Perhitungan nilai PAPR pada OFDM terdapat pada (3), yaitu PAPR didefinisikan sebagai rasio antara kuadrat dari daya maksimum dan kuadrat dari kekuatan rata-rata terhadap sinyal. Untuk mengamati unjuk kerja dari PAPR pada sinyal, *Cumulative Distribution Function (CDF)* atau *Complementary Cumulative Distribution Function (CCDF)* digunakan [11]. Grafik CCDF yang didefinisikan sebagai PAPR melebihi batas tertentu (γ), dapat dilihat seperti pada (1) [4].

$$CCDF_{PAPR(X^{(v)})}(\gamma) = Prob[PAPR(X^{(v)}) > \gamma]. \quad (1)$$

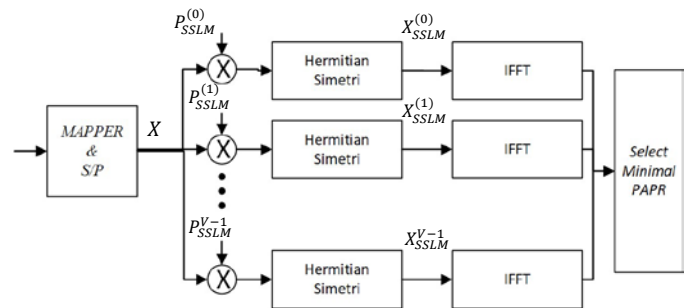
B. Conventional Selected Mapping (CSLM)

Teknik reduksi PAPR dengan *selected mapping* merupakan salah satu metode yang paling menjanjikan karena mudah diimplementasikan, tidak ada pengenalan distorsi sinyal, dan efisien dalam mereduksi PAPR [12]. Namun, sinyal indeks

yang dipilih, yang disebut SI indeks, harus ditransmisikan untuk memulihkan data pada penerima, sehingga akan memengaruhi laju data [13].



Gbr. 2 Sistem OFDM menggunakan teknik CSLM.



Gbr. 3 Sistem OFDM menggunakan teknik SSLM.

Prinsip dari skema CSLM ialah dengan mengubah nilai deret fase pada setiap data yang dikalikan dengan salah satu urutan fase yang telah ditentukan, lalu memilih data dengan nilai PAPR terendah [3]. Gbr. 2 menunjukkan skema sederhana pada CSLM. $X = x(k) \frac{N-1}{2}$ dengan N adalah jumlah subpembawa merupakan data hasil keluaran dari *mapper* yang diubah dari bentuk serial ke paralel. Lalu, blok data X dikalikan dengan setiap salah satu dari V dengan urutan fase yang berbeda $P_{CSLM}^v = \{P_{CSLM}^v(k)\}_{k=0}^{\frac{N-1}{2}}$, dan $P_{CSLM}^v(k)$ dirumuskan sebagai berikut [4].

$$P_{CSLM}^v(k) = e^{j\Phi_k^{(v)}}, \Phi_k^{(v)} \in [0, 2\pi), 0 \leq v \leq V-1. \quad (2)$$

Agar sinyal yang dikirim bernilai real pada domain waktu, maka sinyal di domain frekuensi terbatas pada Hermitian simetri sebelum melewati IFFT seperti pada (3) [4].

$$X_{CSLM}^v = \left[0, \{X_{CSLM}^v(k)\}_{k=1}^{\frac{N-1}{2}}, 0, \{\check{X}_{CSLM}^v(k)\}_{k=\frac{N}{2}-1}^1 \right]^T \quad (3)$$

dengan \check{X} merupakan hasil kompleks konjugasi dari X dan $X_{CSLM}^v(k) = X(k)$ serta $P_{CSLM}^v(k) = X(k) \cdot e^{j\Phi_k^{(v)}}$. Dengan mengubah sinyal ke domain waktu menggunakan IFFT, nilai PAPR dapat diperoleh dengan rumus yang didefinisikan pada (4) [6].

$$PAPR = \frac{\max |X_{CSLM}^v(n)|^2}{E[|X_{CSLM}^v(n)|^2]} \quad (4)$$

X	0	$X(1)$	$X(2)$	$X(3)$	$X(4)$	$X(5)$	$X(6)$	$X(7)$	0	$\tilde{X}(7)$	$\tilde{X}(6)$	$\tilde{X}(5)$	$\tilde{X}(4)$	$\tilde{X}(3)$	$\tilde{X}(2)$	$\tilde{X}(1)$
↓																
$X_{SSLM}^{(0)}, k = 1$	0	$AX_{SSLM}^{(0)}(1)$	$X_{SSLM}^{(0)}(2)$	$X_{SSLM}^{(0)}(3)$	$X_{SSLM}^{(0)}(4)$	$X_{SSLM}^{(0)}(5)$	$X_{SSLM}^{(0)}(6)$	$AX_{SSLM}^{(0)}(7)$	0	$AX_{SSLM}^{(0)}(7)$	$X_{SSLM}^{(0)}(6)$	$X_{SSLM}^{(0)}(5)$	$X_{SSLM}^{(0)}(4)$	$X_{SSLM}^{(0)}(3)$	$X_{SSLM}^{(0)}(2)$	$AX_{SSLM}^{(0)}(1)$
$X_{SSLM}^{(1)}, k = 2$	0	$X_{SSLM}^{(1)}(1)$	$AX_{SSLM}^{(1)}(2)$	$X_{SSLM}^{(1)}(3)$	$X_{SSLM}^{(1)}(4)$	$X_{SSLM}^{(1)}(5)$	$AX_{SSLM}^{(1)}(6)$	$X_{SSLM}^{(1)}(7)$	0	$X_{SSLM}^{(1)}(7)$	$AX_{SSLM}^{(1)}(6)$	$X_{SSLM}^{(1)}(5)$	$X_{SSLM}^{(1)}(4)$	$X_{SSLM}^{(1)}(3)$	$AX_{SSLM}^{(1)}(2)$	$X_{SSLM}^{(1)}(1)$

Gbr. 4 Contoh kandidat sinyal untuk $N = 16, S = 1$, dan $K=1,2$

dengan $X_{CSLM}^v(n)$ merupakan hasil keluaran IFFT. Lalu, pada (5) kandidat sinyal yang akan dikirim ditentukan dari nilai PAPR minimum [4].

$$\tilde{v} = \arg \min_{v=0,1,\dots,V-1} (PAPR). \tag{5}$$

C. Symmetric Selected Mapping (SSLM)

Teknik SSLM merupakan teknik yang dapat digunakan untuk mereduksi nilai PAPR tanpa menggunakan SI. Pada [4], telah dilakukan penelitian mereduksi PAPR dengan SSLM pada sistem VLC. Pada SSLM simbol data X juga dikalikan dengan setiap salah satu dari V dengan urutan fase yang berbeda, seperti pada Gbr. 3. Nilai maksimum V untuk kandidat sinyal yang akan dikirim seperti pada (6), dengan C_k^M merupakan koefisien binomial [4].

$$V = C_s^{\frac{N}{4}-1}. \tag{6}$$

Pada teknik SSLM, elemen k di setiap urutan fase difenisikan seperti pada (7) [4].

$$P_{SSLM}^v(k) = A_k^{(v)} e^{j\phi_k^{(v)}} \tag{7}$$

dengan $A_k^{(v)}$ merupakan parameter bernilai real dan lebih besar atau sama dengan satu. Untuk memastikan sinyal mendapatkan nilai yang real pada sinyal domain waktu, penambahan magnitude dan faktor rotasi fase juga dibatasi dengan matriks simetris Hermitian sebagai $A_{N-k}^{(v)} = A_k^{(v)}, e^{j\phi_{N-k}^{(v)}} = e^{-j\phi_k^{(v)}}$. Penggunaan magnitude tambahan memungkinkan penerima mendeteksi kandidat sinyal tanpa SI, sedangkan rotasi fase digunakan untuk mereduksi PAPR. Pada teknik SSLM, untuk meningkatkan penerima mendeteksi SI, nilai penambahan magnitude didesain supaya berkala. Karenanya, nilai penambahan magnitude dari setiap kandidat sinyal menghasilkan desain yang simetris dan periodis. Contohnya, saat k ke- $(1 \leq k \leq N/4 - 1)$ subpembawa dipilih untuk diamplifikasi, maka $(N/2 + k), (N - k),$ dan $(N/2 - k)$ subpembawa yang sesuai diperkuat secara bersamaan untuk periodisitas dan Hermitian simetri. Gbr. 4 menunjukkan contoh kandidat sinyal pada sisi pengirim OFDM dengan $N=16$. Lalu, dengan mengaplikasikan IFFT, sinyal V di domain waktu dapat diperoleh. Nilai PAPR bisa didapatkan melalui (4). Lalu, sinyal dengan PAPR terendah dapat dikirimkan [4].

III. DESAIN SISTEM

OFDM merupakan teknik penjamakan (*multiplexing*). Perbedaan antara OFDM dengan teknik penjamakan FDM biasa yaitu adanya tumpang tindih antar subpembawa di OFDM. Tumpang tindih pada OFDM bisa tercapai dengan cara

menempatkan subpembawa sedemikian rupa sehingga jarak antara satu subpembawa dengan yang lainnya berjarak sama dengan periode simbolnya. Cara ini dapat membuat subpembawa tidak saling berinterferensi. Prinsip pada OFDM ialah data informasi setelah modulasi dilakukan diubah ke dalam bentuk paralel, sehingga laju bit yang semula bernilai R akan menjadi R/N pada setiap jalur paralel, dengan N merupakan jumlah jalur paralel. Kemudian, pada sisi pengirim di OFDM, IFFT digunakan untuk mengubah satu set subpembawa untuk saling tumpang tindih ke domain waktu [14]. Satu simbol OFDM membawa satu set simbol data yang didefinisikan X pada domain frekuensi. Simbol OFDM merupakan vektor yang terdiri atas subpembawa $N/2$ [5]. Seperti pada Gbr. 5, makalah ini menggunakan matriks simetris Hermitian pada sisi pengirim sebelum sinyal diubah ke domain waktu.

A. Generator Bit

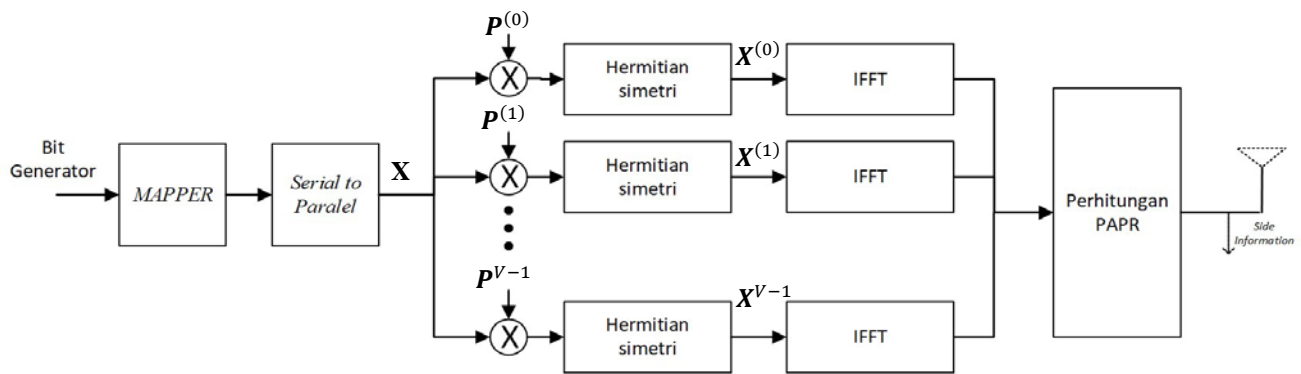
Pada generator bit, data masukan yang berupa data biner ‘0’ dan ‘1’ secara random dibangkitkan dengan sejumlah bit tertentu dengan probabilitas kemunculan bit ‘0’ dan ‘1’ sama. Pada blok ini, sinyal informasi dapat dibangkitkan apabila jumlah bit informasi telah diketahui. Jumlah bit informasi yang digunakan dapat ditentukan dari jenis modulasi yang digunakan serta jumlah subpembawa dan jumlah simbol pada setiap subpembawa yang digunakan. Jumlah bit yang digunakan pada makalah ini sebesar 992.124 karena menyesuaikan dengan nilai subpembawa yang berbeda.

B. Mapper

Sistem ini menggunakan modulasi MQAM *mapper* yaitu 16-QAM. *Mapper* berfungsi untuk mengubah data yang sebelumnya susunan bit menjadi susunan yang berupa simbol digital, dengan setiap simbol terdiri atas $\log M$ array bit informasi. Pada MQAM, bit informasi dikodekan ke bentuk amplitude dan juga fase dari sinyal yang dikirimkan. Oleh karena itu, dibanding MPSK yang hanya memiliki satu derajat kebebasan, MQAM memiliki dua derajat kebebasan. Pada (8) didefinisikan secara umum sinyal yang dimodulasi sebagai berikut [15].

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_0}{T}} a_i \cos(\theta_i) \cos(2\pi f_c t) - \sqrt{\frac{2E_0}{T}} b_i \sin(\theta_i) \sin(2\pi f_c t) \tag{8}$$

dengan $0 \leq t \leq T$ dan $i = 0, 1, \dots, M-1$. Parameter a_i pada komponen fase dan level parameter dari b_i pada komponen



Gbr. 5 Sistem pengirim OFDM.

kuadratur merupakan independen dari setiap i . Konstanta E_0 merupakan energi dari sinyal yang berkaitan dari nilai tertentu dari i , yang mana, amplitude dari sinyal yang termodulasi adalah yang terendah [15].

C. Data Serial ke Paralel

Pada OFDM, sistem yang awalnya memiliki laju data yang sangat tinggi diubah menjadi paralel dengan laju data yang rendah [1]. Blok ini mengubah urutan data serial menjadi urutan data paralel dengan jumlah kolom sesuai dengan banyaknya subpembawa yang digunakan pada sistem.

D. Matriks Simetris Hermitian

Penggunaan matriks simetris Hermitian pada OFDM bertujuan agar sinyal keluaran pada IFFT bernilai real. Cara ini merupakan salinan *transpose*-konjugasi dari subpembawa aktif yang ditambahkan ke bagian lain dari *frame* IFFT, dengan elemen vektor masukan IFFT baru adalah seperti pada (2). Untuk menghindari komponen kompleks di domain waktu, maka DC dan komponen tengah dibuat bernilai 0. Seperti pada Gbr. 5, sinyal yang masuk ke Hermitian merupakan hasil perkalian dengan fase yang berbeda, yang nilai fase tersebut telah didefinisikan pada (2) untuk CSLM dan (7) untuk SSLM. Hasil dari matriks simetris Hermitian membuat keluaran dari IFFT menjadi sebesar N [5].

E. Inverse Fast Fourier Transform (IFFT)

Proses IFFT terlihat seperti pada Gbr. 5. Blok IFFT pada sistem pengirim OFDM berfungsi untuk mengubah data yang awalnya domain frekuensi menjadi domain waktu. IFFT dapat membuat antar subpembawa bersifat saling ortogonal, sehingga spektrum pada domain frekuensi dapat saling tumpang tindih dalam bentuk serial. Keluaran pada IFFT dapat diperoleh dengan (9) [4].

$$\mathbf{X}^{(v)}(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X^{(v)}(k) e^{-j2\pi \frac{k}{N} n}, \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (9)$$

dengan $X^{(v)}(k)$ merupakan hasil keluaran dari matriks simetris Hermitian dan memiliki nilai yang berbeda untuk CSLM dan SSLM karena nilai perkalian \mathbf{P}^V yang berbeda.

F. Perhitungan PAPR

Setelah kandidat sinyal diubah dari domain frekuensi ke domain waktu menggunakan IFFT, selanjutnya perhitungan

PAPR dilakukan pada blok ini. Seperti pada (4), PAPR pada OFDM dapat dihitung dengan perbandingan antara kuadrat dari daya puncak maksimum dengan kuadrat dari daya rata-rata pada sinyal setelah diubah ke domain waktu [6].

IV. ANALISIS PAPR

Analisis pada makalah ini dilakukan dengan menggunakan grafik CCDF yang didefinisikan sebagai probabilitas bahwa PAPR melebihi nilai batas tertentu (γ) seperti pada (1). Pada grafik, γ didefinisikan sebagai PAPR0.

Pada makalah ini dianalisis unjuk kerja antara teknik CSLM dengan SSLM dalam mereduksi PAPR pada pengirim OFDM. Dalam analisis ini, jumlah bit yang digunakan ialah 992.124 dan digunakan 16-QAM dalam *mapper*-nya. Lalu, pada teknik CSLM dan SSLM, faktor fase yang digunakan ialah 1, -1, i , dan $-i$ yang merepresentasikan 0° , 90° , 180° , dan 270° .

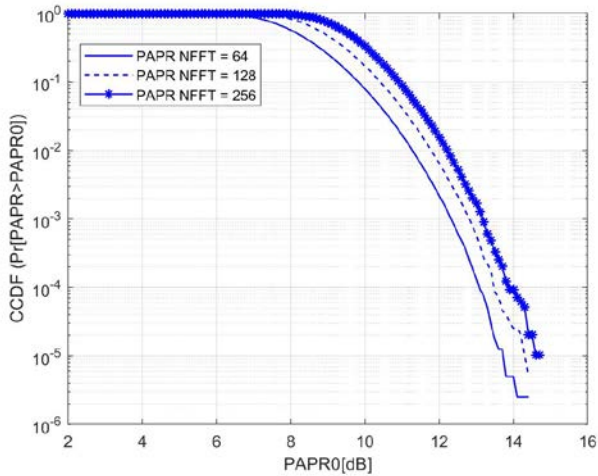
A. Perbandingan PAPR dengan Variasi Subpembawa

Gbr. 6 merupakan perbandingan nilai PAPR tanpa teknik reduksi dengan nilai N yang berbeda. Nilai N pada IFFT yang digunakan dalam analisis ini ialah 64, 128, dan 256. Dapat terlihat dari Gbr. 6 bahwa nilai PAPR terendah terdapat pada $N = 64$, yaitu nilai PAPR semakin berkurang dengan semakin kecilnya nilai probabilitasnya. Untuk nilai CCDF 10^{-4} , kebutuhan nilai minimum PAPR ialah 13,1 dB.

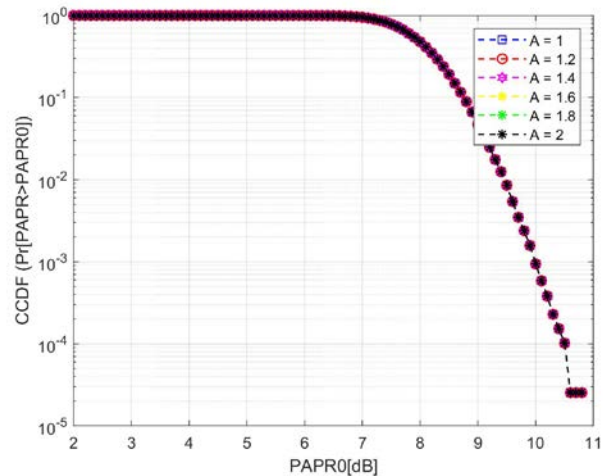
Sedangkan saat nilai $N = 256$, kebutuhan minimum nilai PAPR adalah 13,9 dB. Berdasarkan penjelasan tersebut bahwa akibat dari penjumlahan subpembawa dari sinyal yang dikirimkan, terlihat bahwa semakin besar nilai subpembawa yang digunakan, maka nilai PAPR yang didapat semakin besar.

B. Perbandingan PAPR dengan Variasi Nilai V

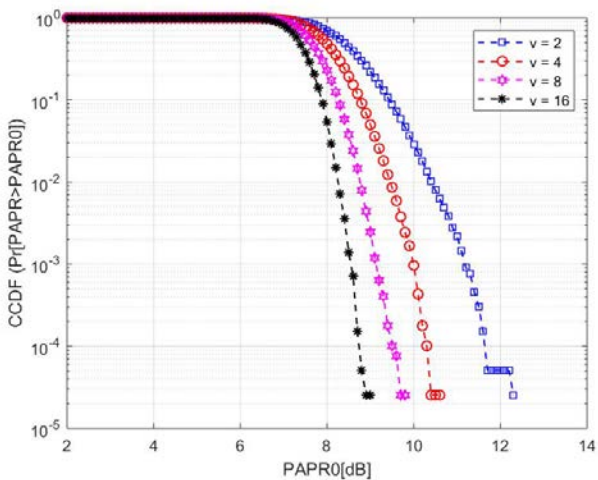
Pada Gbr. 7 dibandingkan nilai V sebesar 2, 4, 8, dan 16 pada teknik CSLM dengan nilai N yang digunakan ialah 128 untuk melihat pengaruh V terhadap nilai PAPR yang akan didapatkan. Terlihat hasil reduksi PAPR pada nilai CCDF 10^{-4} , saat $V = 2$ nilai PAPR yang didapatkan adalah 11,6 dB, saat $V = 4$ PAPR yang didapatkan 10,3 dB, dan saat $V = 8$ nilai PAPR yang didapatkan sebesar 9,5 dB, lalu nilai PAPR yang paling kecil didapatkan saat $V = 16$ yaitu sebesar 8,75 dB. Berdasarkan hasil yang didapatkan dari reduksi PAPR menggunakan teknik CSLM, semakin besar nilai V , semakin besar pula reduksi PAPR yang dilakukan. Itu karena dengan semakin banyak nilai V , maka pilihan dan kemungkinan mendapatkan nilai fase yang memiliki nilai PAPR terendah akan semakin besar.



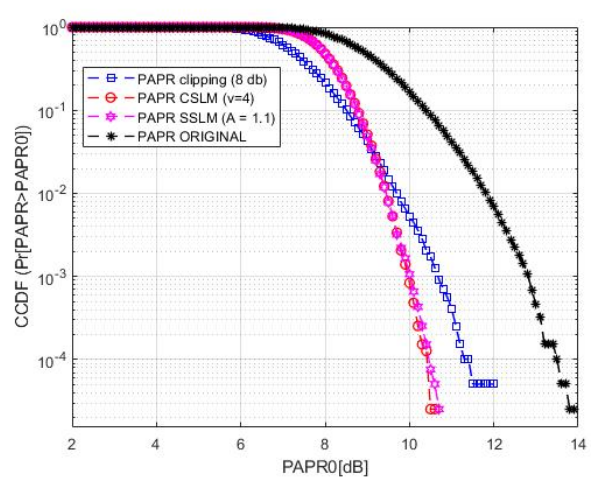
Gbr. 6 Perbandingan PAPR asli dengan subpembawa yang berbeda.



Gbr. 8 Perbandingan PAPR menggunakan SSLM dengan memvariasikan nilai A.



Gbr. 7 Perbandingan PAPR menggunakan CSLM dengan memvariasikan nilai V.



Gbr. 9 Perbandingan PAPR asli dengan PAPR berbagai metode.

C. Perbandingan PAPR dengan Variasi Nilai A

Gbr. 8 merupakan teknik SSLM dengan membandingkan nilai penambahan magnitude A sebesar 1; 1,2; 1,4; 1,6; 1,8; dan 2. Dengan menggunakan nilai N yang sama dengan teknik CSLM dan nilai V yang dipakai adalah 2, terlihat bahwa hasil PAPR yang didapatkan dari memvariasikan nilai A adalah sama. Sesuai dengan penjelasan sebelumnya, perkalian penambahan magnitude digunakan untuk meningkatkan unjuk kerja mendeteksi SI di penerima secara buta dan PAPR hanya terpengaruh dengan perubahan fase.

D. Perbandingan PAPR dengan Metode yang Berbeda

Gbr. 9 membandingkan PAPR teknik CSLM dan SSLM dengan teknik lain, yaitu teknik clipping dengan nilai clipping ratio yang digunakan sebesar 8 dB dan membandingkan PAPR yang tanpa menggunakan metode apapun.

Pada analisis ini, nilai V yang digunakan adalah 4, dan nilai A pada SSLM yang digunakan adalah 1,1, dengan N yang masih sama, yaitu 128. Pada Gbr. 9 terlihat bahwa untuk nilai CCDF 10^{-4} , pada PAPR asli mendapatkan nilai PAPR sebesar 13,5

dB. Berdasarkan grafik reduksi PAPR dengan teknik clipping dengan clipping ratio 8 dB, nilai PAPR yang didapatkan sebesar 11,4 dB, dengan metode SSLM nilai PAPR yang didapatkan adalah 10,46 dB, sementara dengan metode CSLM nilai PAPR yang didapatkan sebesar 10,42 dB. Terlihat bahwa nilai PAPR dengan teknik CSLM adalah yang terendah, yaitu sebesar 10,42 dB, lebih baik dibandingkan teknik clipping dan SSLM dalam mereduksi PAPR dan clipping dengan clipping ratio sebesar 8 dB.

V. KESIMPULAN

Pada makalah ini telah dibandingkan teknik CSLM dan SSLM untuk mereduksi PAPR pada pengirim OFDM. Teknik CSLM dan SSLM berhasil mereduksi PAPR dengan baik, dengan semakin menurunnya nilai probabilitas dibandingkan saat menggunakan metode clipping dan tanpa menggunakan skema reduksi sama sekali. Pada CSLM diperoleh nilai perbaikan sebesar 3,08 dB dan pada SSLM didapatkan nilai perbaikan sebesar 3,04 dB. Dari hasil itu metode CSLM dan SSLM lebih baik dalam mereduksi PAPR daripada metode clipping dengan clipping ratio 8 dB yang mendapatkan nilai

perbaikan sebesar 2,1 dB. Berdasarkan hasil analisis yang dilakukan, hasil reduksi PAPR dengan metode CSLM dan SSLM memiliki hasil yang hampir sama, karena penambahan magnitude pada skema SSLM hanya memengaruhi hasil pada penerima, sedangkan PAPR dengan teknik *selected mapping* hanya dipengaruhi oleh perbedaan fase. Walaupun teknik SSLM dan CSLM memiliki nilai yang hampir sama, tetapi teknik SSLM memiliki kompleksitas yang lebih tinggi dan daya rata-rata yang lebih besar akibat perkalian magnitude tambahan.

REFERENSI

- [1] R. Prasad, *OFDM for Wireless Communications Systems*, London, UK: Artech House, 2004.
- [2] S.D. Dissanayake dan J. Armstrong, "Comparison of ACO-OFDM, DCO-OFDM and ADO-OFDM in IM/DD Systems," *J. Light. Technol.*, Vol. 31, No. 7, hal. 1063–1072, 2013.
- [3] K. Mhatre dan U.P. Khot, "Efficient Selective Mapping PAPR Reduction Technique," *Procedia Comput. Sci.*, Vol. 45, No. C, hal. 620–627, 2015.
- [4] W.W. Hu dan D.H. Lee, "PAPR Reduction for Visible Light Communication Systems without Side Information," *IEEE Photonics J.*, Vol. 9, No. 3, 2017.
- [5] A.A. Abdulkafi, M.Y. Alias, dan Y.S. Hussein, "Performance Analysis of DCO-OFDM in VLC System," *IEEE 12th Malaysia International Conference on Communications (MICC)*, 2015, hal. 163–168.
- [6] R.J. Baxley, "Analyzing Selected Mapping for Peak-to-Average Power Reduction in OFDM," Thesis, Georgia Institute of Technology, Atlanta, USA, May 2005.
- [7] C.B.A. Wael, W. Desvasari, dan R.P.H. Adji, "Teknik Reduksi PAPR pada Sistem OFDM dengan Partial Transmit Sequence (PTS) dan Selected Mapping (SLM)," *J. Elektron. dan Telekomun.*, Vol. 15, No. 2, hal. 60–65, 2016.
- [8] Y. Hei, J. Liu, W. Li, X. Xu, dan R.T. Chen, "Branch and Bound Methods Based Tone Injection Schemes for PAPR Reduction of DCO-OFDM Visible Light Communications," *Opt. Express*, Vol. 25, No. 2, hal. 595–604, 2017.
- [9] S.S. Eom, H. Nam, dan Y.C. Ko, "Low-Complexity PAPR Reduction Scheme without Side Information for OFDM Systems," *IEEE Trans. Signal Process.*, Vol. 60, No. 7, pp. 3657–3669, 2012.
- [10] S.P. Yadav dan S.C. Bera, "PAPR Reduction Using Clipping and Filtering Technique for Nonlinear Communication Systems," *International Conference on Computing, Communication and Automation, ICCCA 2015*, 2015, hal. 1220–1225.
- [11] U.I. Butt, *A Study on the Tone-Reservation Technique for Peak-to-Average Power Ratio Reduction in OFDM Systems*. Florida, USA: Dissertation.com, 2008.
- [12] R.W. Bauml, R.F.H. Fischer, dan J.B. Huber, "Reducing the Peak-to-Average Power Ratio of Multicarrier Modulation by Selected Mapping," *Electron. Lett.*, Vol. 32, No. 22, hal. 2056–2057, 1996.
- [13] S.Y. Le Goff, S.S. Al-Samahi, B.K. Khoo, C.C. Tsimenidis, dan B.S. Sharif, "Selected Mapping without Side Information for PAPR Reduction in OFDM," *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, Vol. 8, No. 7, hal. 3320–3325, 2009.
- [14] K. Abdillah dan Y. Moegiharto, "Analisa Kinerja Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) Berbasis Perangkat Lunak," Skripsi, Politeknik Elektro Negeri Surabaya – Institut Teknologi Sepuluh Noverber, Surabaya, Indonesia, 2010.
- [15] S. Haykin dan M. Moher, *Analog & digital Communications*, 2nd ed. Ontario, Canada: John Wiley & Sons, Inc., 2007.