

# Comparison Study on Time Synchronization Methods for OFDM Mobile System

## Studi Perbandingan Teknik Sinkronisasi Waktu untuk Sistem Mobile OFDM

Suyoto

Pusat Penelitian Informatika  
Lembaga Ilmu Pengetahuan Indonesia  
Komplek LIPI, Jl Cisitua No 21/154D Bandung  
Indonesia

---

### Abstract

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) is a modulation technique suitable for high delay spread applications. However, the performance of OFDM is very sensitive to time synchronization errors. In this study, we review some of the algorithms for time synchronization in communication systems OFDM in the ITU Vehicular multipath channel model. From the results of the reviews we chose four time synchronization algorithm that has impulsive timing metric to be evaluated in calculating the arrival time of OFDM symbol. Simulation is done by considering the influence of SNR (Signal to Noise Ratio) and CIR (Channel Impulse Response). Performance of the algorithm is measured by the MSE (Mean Squared Error) of offset timing point. The simulation results show that conventional techniques (autocorrelation and crosscorrelation technique) is not enough for the system to channel conditions with high delay spread. Conventional techniques that combined with statistical changes of correlator has better performance to channel conditions with high delay spread.

keywords: Mobile, Time synchronization, Multipath channels, OFDM

### Abstrak

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) adalah teknik modulasi cocok untuk aplikasi *delay spread* yang tinggi. Namun kinerja OFDM sangat sensitif terhadap kesalahan sinkronisasi waktu. Pada tulisan ini, pengkajian terhadap beberapa algoritma untuk sinkronisasi waktu di sistem komunikasi OFDM pada model kanal *multipath ITU Vehicular* dilakukan. Dari hasil analisis, terpilih empat algoritma sinkronisasi waktu yang mempunyai ukuran pewaktu yang bersifat impulsif untuk dievaluasi kinerjanya dalam menghitung waktu kedatangan simbol OFDM. Simulasi dilakukan dengan mempertimbangkan pengaruh SNR (*Sinyal to Noise Ration*) dan CIR (*Channel Impulse Response*). Kinerja dari algoritma diukur dengan MSE (*Mean Squared Error*) dari offset timing point. Hasil simulasi menunjukkan bahwa teknik konvensional (teknik autocorrelation dan crosscorrelation) tidak cukup untuk sistem dengan kondisi kanal dengan *delay spread* yang cukup tinggi. Teknik konvensional yang digabungkan dengan teknik perubahan statistik pada korelator mempunyai kinerja yang lebih baik pada kondisi kanal dengan *delay spread* yang cukup tinggi.

kata kunci: Mobile, Sinkronisasi waktu, Kanal multipath, OFDM

### 1. PENDAHULUAN

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) telah diadopsi secara luas untuk sistem komunikasi dengan kecepatan data tinggi seperti WLAN [1], DVB [2] dan WMAN 802.16m [3],

karena efisiensi bandwidth tinggi dan ketahanan terhadap multipath delay. Dua aplikasi yang terakhir bekerja pada daerah dengan mobilitas yang tinggi. Teknik OFDM membutuhkan modulasi pada pemancar menggunakan IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*) dan teknik demodulasi pada penerima menggunakan FFT (*Fast Fourier Transform*). Dalam rangka untuk mencari simbol yang di demodulasi pada FFT adalah simbol yang tepat, maka teknik sinkronisasi yang tepat diperlukan. Ketidaktepatan dalam menghitung waktu kedatangan simbol dapat menyebabkan

---

\*Corresponding Author. Tel: +6222-2504711

Email: suyotolipi.go.id

Received: 24 Apr 2014; revised: 5 May 2014; accepted: 10 May 2014

Published online: 30 May 2014

© 2014 INKOM 2014/14-NO301

distorsi fase ICI (*Inter Carrier Interference*) dan ISI (*Inter Symbol Interference*) [4–6]. Untuk memastikan kinerja sistem OFDM, ketepatan waktu kedatangan simbol perlu dihitung. Sinkronisasi waktu biasanya dilakukan di penerima untuk tujuan ini.

Kinerja sistem OFDM adalah dipengaruhi oleh sinkronisasi waktu, estimasi kanal, dan mobilitas. Kesalahan dalam estimasi waktu tidak hanya menyebabkan ICI dan ISI tetapi juga menurunkan kinerja estimasi kanal [7]. Persyaratan untuk sinkronisasi akan tinggi dengan meningkatnya kompleksitas sistem. Sebagai contoh, dalam lingkungan dengan mobilitas tinggi, link kanal berubah dengan cepat. Sinkronisasi waktu pada kondisi ini akan menimbulkan masalah dengan metode sinkronisasi waktu konvensional. Oleh karena itu metode sinkronisasi yang efisien benar-benar dibutuhkan.

Teknik sinkronisasi untuk penerima pada OFDM telah banyak diusulkan dalam banyak makalah ilmiah [8–32]. Secara umum teknik sinkronisasi dibagi menjadi tiga jenis, yang pertama adalah dengan menggunakan *training symbol* yang mengeksplorasi sifat periodik simbol pada domain waktu [8–21]. Yang kedua adalah dengan menggunakan korelasi cyclic prefix (CP) dan cuplikan datanya [22–29]. Ketiga adalah teknik blind dimana teknik sinkronisasi dilakukan tanpa menggunakan *training symbol* [30–32].

Teknik sinkronisasi dengan menggunakan preamble (*training symbol*) termasuk teknik yang paling baik bila dilihat dari sisi kompleksitas dan performansinya, tetapi teknik ini mengkonsumsi bandwidth karena ada tambahan data yang dikirimkan berupa *training symbol*. Teknik yang kedua dengan menggunakan *cyclic prefix* mempunyai kelebihan dalam hal efisiensi bandwidth, karena tidak membutuhkan *training symbol* untuk perhitungan sinkronisasinya, tetapi bila dilihat dari sisi performansi masih kurang bagus dibandingkan dengan teknik yang menggunakan *training symbol*. Teknik yang ketiga tanpa menggunakan *training symbol* (*blind technique*) mempunyai kelebihan dalam hal efisiensi bandwidth, karena tidak membutuhkan *training symbol* untuk perhitungan sinkronisasinya, tetapi bila dilihat performansi masih kurang baik bila dibandingkan dengan teknik yang memakai *training symbol*, begitu juga tingkat kompleksitasnya masih tinggi, sehingga tidak cocok di lingkungan yang mempunyai karakteristik delay spread yang tinggi.

Dalam tulisan ini teknik sinkronisasi dengan menggunakan simbol *training* digunakan, dimana teknik ini secara umum paling baik dari teknik yang lainnya. Berikut akan diberikan beberapa ulasan

dengan teknik yang menggunakan simbol *training* (*training symbol*). Schmidl dan Cox (SAC) [8] menghitung kedatangan waktu simbol dengan menggunakan korelasi setengah simbol *training* yang identik. Metode ini menghasilkan ambiguitas, karena daerah dataran tinggi di daerah CP. Minn et al. (MINN1) [10] menghitung kedatangan waktu simbol menggunakan korelasi empat bagian simbol *training* identik. Metode ini menghasilkan *timing metric* yang lebih tajam daripada SAC, tetapi masih memiliki ambiguitas di daerah puncak korelasinya. Park dan Cheon (PAC) [9] menghitung kedatangan waktu simbol menggunakan korelasi simetris dari simbol *training*. Metode ini menghasilkan *timing metric* yang impulsif di daerah puncak korelasinya, tetapi masih terdapat satu side lobe pada salah satu sisi dari *timing metric* yang tepat. Minn et al. (MINN2) [11] menghitung kedatangan waktu simbol menggunakan korelasi empat bagian simbol *training* identik dengan menggunakan deretan Golay sebagai simbol *training*. Metode ini menghasilkan *timing metric* lebih tajam daripada MINN1, tetapi masih memiliki sedikit ambiguitas di daerah puncak korelasinya. Ren et al. (REN) [12] menghitung kedatangan waktu simbol menggunakan korelasi deretan CAZAC (Constant Amplitude Zero AutoCorrelation) sebagai simbol *training* dengan deretan Pseudo Noise (PN) sebagai faktor pembobot. Metode ini menghasilkan *timing metric* yang impulsif di daerah puncak korelasinya, karena deretan PN mempunyai sifat autocorrelation yang baik. Yi et al. (YI) [13, 14] menghitung kedatangan waktu simbol menggunakan korelasi simetris simbol *training* dengan struktur yang berbeda dengan PAC. Metode ini menghasilkan *timing metric* yang impulsif di daerah puncak korelasinya, karena properti dari korelasi simetris. Awoseyila et al. (AWS) [15, 16] menghitung kedatangan waktu simbol dengan teknik SAC dan ditambahkan teknik crosscorrelation pada sisi penerimanya. Metode ini menghasilkan *timing metric* yang impulsif di daerah puncak korelasinya, karena penggabungan teknik autocorrelation dan crosscorrelation perubahan statistik dari korelator simetrik. Cho dan Park (YHC) [17] menghitung kedatangan waktu simbol menggunakan perubahan statistik dari korelator simetris. Metode ini menghasilkan *timing metric* yang impulsif di daerah puncak korelasinya, karena perubahan statistik dari korelator simetrik.

Struktur tulisan adalah sebagai berikut: pada Bagian 2 ditinjau singkat sistem OFDM, selanjutnya pada Bagian 3 akan disajikan beberapa metode sinkronisasi yang akan dikaji kinerjanya, sedangkan pada Bagian 4 hasil simulasi dan analisis metode

sinkronisasi dibahas. Tulisan ini ditutup dengan kesimpulan pada Bagian 5.

## 2. SISTEM OFDM

Secara umum transmisi pada sistem OFDM berisi deretan OFDM simbol, setiap simbol dibangkitkan dengan IFFT sejumlah  $N$  point. Interval modulasi untuk setiap simbol adalah  $T$ , sehingga bandwidth untuk satu simbol OFDM adalah  $1/T$ . Sehingga spasi dari subcarrier menjadi  $f_{sub} = 1/NT$ . Sinyal yang dikirimkan melalui kanal AWGN dirumuskan sebagai:

$$y[n] = x[n] + w[n], \quad (1)$$

dimana  $x[n]$  adalah sinyal keluaran dari IFFT dan  $w[n]$  adalah white Gaussian noise. Ketika sinyal dikirimkan melalui kanal multipath dengan panjang delay spread  $L$ , Persamaan 1 menjadi:

$$y[n] = \sum_0^{L-1} h[m]x[n-m] + w[n], \quad (2)$$

dimana  $h[m]$  respon impulse kanal. Adanya ketidaksinkronan dalam osilator dapat dimodelkan dengan Carrier Frequency Offset (CFO)  $\Delta f_{co}$ . Sehingga sinyal yang diterima pada receiver menjadi:

$$y[n] = y[n]e^{j2\pi\Delta f_{co}kT} = y[n]e^{j2\pi\frac{k}{N}\xi_f} \quad (3)$$

dimana  $\xi_f$  adalah normalisasi dari CFO terhadap spasi subcarrier. sehingga NCFO dapat didefinisikan sebagai  $\xi_f = \frac{\Delta f_{co}}{\Delta f_{sub}}$ . Pada receiver, waktu offset dapat dimodelkan sebagai delay pada sinyal yang diterima ( $r[n]$ ).

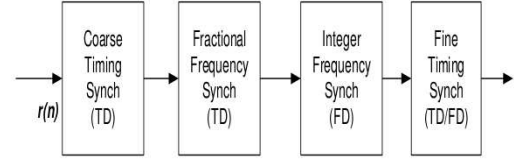
$$r[n] = y[n - n_\epsilon]e^{j2\pi\frac{k}{N}\xi_f} \quad (4)$$

dimana  $n_\epsilon$  adalah nilai integer yang belum diketahui dari waktu kedatangan simbol.

## 3. BLOK SINKRONISASI DAN METODE SINKRONISASI WAKTU DENGAN SIMBOL TRAINING

Secara umum sinkronisasi pada OFDM dapat digambarkan pada Gambar 1. Sinkronisasi waktu coarse (awal) dilakukan pada domain waktu (TD) kemudian sinkronisasi untuk menghilangkan pecahan (fractional) dari frekuensi offset dilakukan pada domain waktu dan selanjutnya menghilangkan integer frekuensi offset dilakukan pada domain frekuensi dan yang terakhir adalah sinkronisasi waktu fine (akhir).

Pada bagian ini akan dibahas tujuh teknik sinkronisasi awal yang menggunakan simbol



**Gambar 1.** Blok sinkronisasi OFDM [16].

training. Tujuan dari sinkronisasi awal ini adalah untuk menghitung waktu *offset*. Secara umum, *timing metric* dapat didefinisikan sebagai berikut:

$$M(d) = \left( \frac{|P(d)|}{R(d)} \right)^2 \quad (5)$$

dimana  $P(d)$  adalah urutan korelasi,  $R(d)$  adalah energi dari simbol yang diterima dan  $M(d)$  adalah waktu sinkronisasi awal pada sampel ke  $d^{th}$ .  $d$  adalah indek dari sampel.

### (1) Metode SAC

Bentuk dari simbol training pada domain waktu yang diusulkan oleh SAC adalah  $P_{sch} = [A_{N/2} \ A_{N/2}]$  dimana  $A_{N/2}$  adalah sampel dengan panjang  $N/2$  dan dibangkitkan dengan mengirimkan deretan Pseudo Noise (PN) pada frekuensi genap dan nol untuk frekuensi ganjil, kemudian  $P(d)$  dan  $R(d)$  dihitung sebagai berikut:

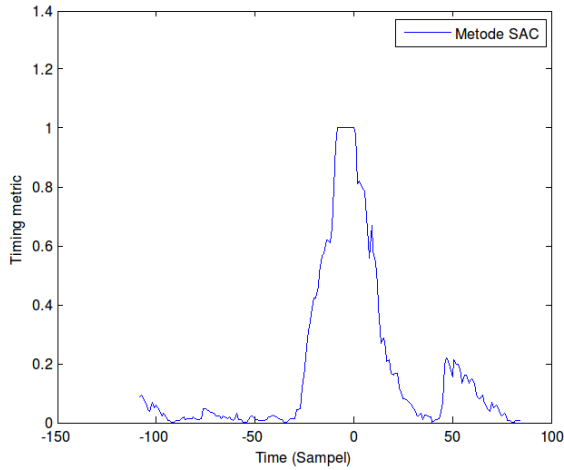
$$P(d) = \sum_{k=0}^{N/2-1} r^*(d+k)r(d+k + \frac{N}{2}) \quad (6)$$

$$R(d) = \sum_{k=0}^{N/2-1} |r(d+k + \frac{N}{2})|^2 \quad (7)$$

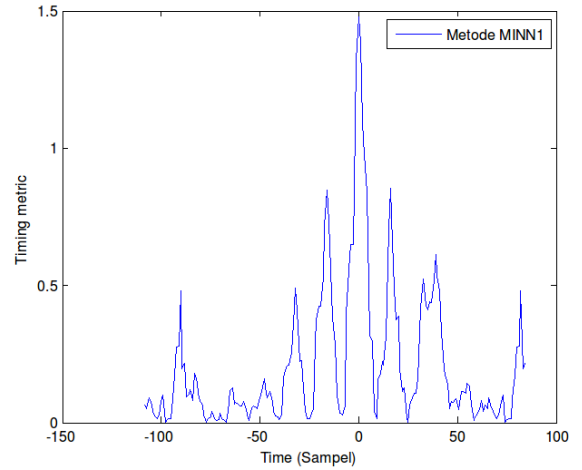
dimana  $N$  adalah panjang FFT,  $r$  adalah sinyal yang diterima dan *timing metric*  $M(d)$  dapat dihitung dengan menggunakan Persamaan 5. Gambar 2 merupakan contoh *timing metric* dari metode SAC. Dapat dilihat dari Gambar 2 bahwa *timing metric* yang dihasilkan oleh SAC terdapat daerah datar (ambigu) sehingga menghasilkan varian estimasi yang sangat lebar.

### (2) Metode MINN1

Bentuk dari simbol training pada domain waktu yang diusulkan oleh MINN1 adalah  $P_{minn1} = [A_{N/4} \ A_{N/4} \ -A_{N/4} \ -A_{N/4}]$  dimana  $A_{N/4}$  adalah sampel dengan panjang  $N/4$  yang dibangkitkan dengan deretan PN, kemudian  $P(d)$  dan  $R(d)$  dihitung sebagai berikut:



**Gambar 2.** Contoh *timing metric* dari metode SAC.



**Gambar 3.** Contoh *timing metric* dari metode MINN1.

$$P(d) = \sum_{k=0}^1 \sum_{m=0}^{L-1} r^*(d + 2Lk + m)r(d + 2Lk + m + L) \quad (8)$$

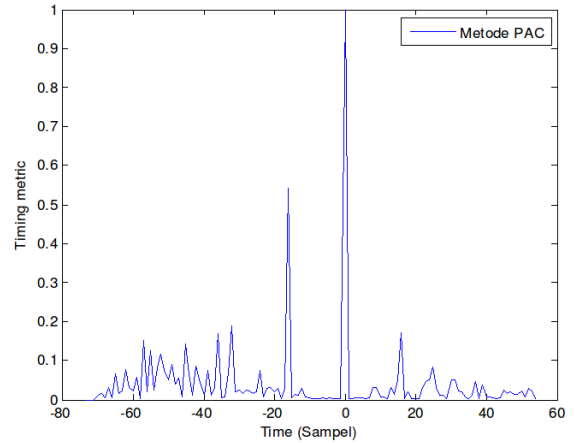
$$R(d) = \sum_{k=0}^1 \sum_{m=0}^{L-1} |r(d + 2Lk + m + L)|^2 \quad (9)$$

Dimana  $L$  adalah panjang bagian yang sama yaitu  $N/4$ . *Timing metric* ( $M(d)$ ) dapat dihitung dengan menggunakan Persamaan 5. Gambar 3 merupakan contoh *timing metric* dari metode MINN1. Dapat dilihat dari Gambar 3 bahwa *timing metric* yang dihasilkan lebih tajam dari metode SAC, tetapi masih menghasilkan banyak *side lobe* pada kedua sisi dari *timing metric* yang tepat sehingga pada SNR yang rendah dapat menyebabkan daerah ambigu baru.

(3) Metode PAC

Bentuk dari simbol *training* pada domain waktu yang diusulkan oleh PAC adalah  $P_{parkc} = [A_{N/4} \ B_{N/4} \ A_{N/4}^* \ B_{N/4}^*]$  dimana  $A_{N/4}$  adalah sampel dengan panjang  $N/4$  yang dibangkitkan dengan mengirimkan deretan Pseudo Noise (PN) dimana deretan PN yang digunakan hanya bagian riil saja yang dikirimkan pada frekuensi genap dan nol untuk frekuensi ganjil.  $A_{N/4}^*$  merupakan konjugat dari  $A_{N/4}$  dan  $B_{N/4}$  dirancang simetris dengan  $A_{N/4}$ , kemudian  $P(d)$  dan  $R(d)$  dihitung sebagai berikut:

$$P(d) = \sum_{k=1}^{N/2} r(d - k)r(d + k) \quad (10)$$



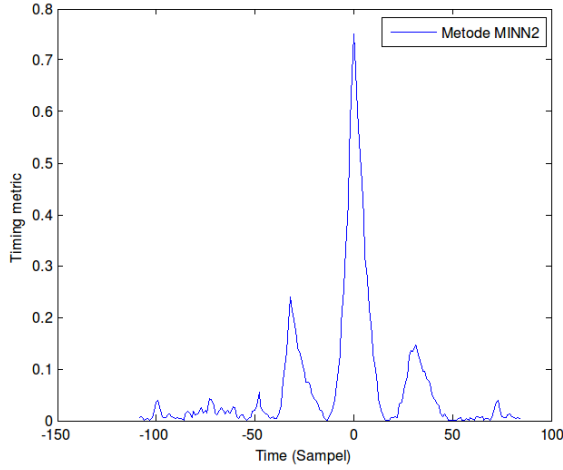
**Gambar 4.** Contoh *timing metric* dari metode PAC.

$$R(d) = \sum_{k=1}^{N/2} |r(d + k)|^2 \quad (11)$$

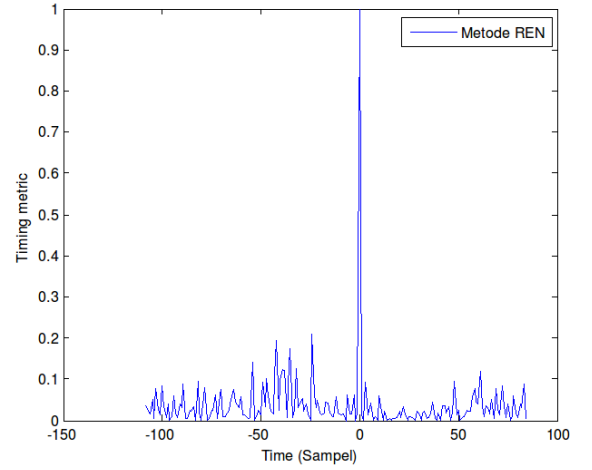
*Timing metric* ( $M(d)$ ) dapat dihitung dengan menggunakan Persamaan 5. Gambar 4 merupakan contoh *timing metric* dari metode PAC. Dapat dilihat dari Gambar 4 bahwa *timing metric* yang dihasilkan lebih tajam dari metode MINN1, tetapi masih ada *side lobe* pada salah satu sisinya dari *timing metric* yang tepat.

(4) Metode MINN2

Bentuk dari simbol *training* pada domain waktu yang diusulkan oleh MINN2 adalah  $P_{minn2} = [A_{N/4} \ -A_{N/4} \ A_{N/4} \ A_{N/4}]$  dimana  $A_{N/4}$  adalah sampel dengan panjang  $N/4$  dengan FFT dari deretan Golay, kemudian  $P(d)$  dan  $R(d)$  dihitung sebagai berikut:



**Gambar 5.** Contoh timing metric dari metode MINN2.



**Gambar 6.** Contoh timing metric dari metode REN.

$$P(d) = \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{L-1} r^*(d+k+iM)r(d+k+(i+1)M) \quad (12)$$

$$R(d) = \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{L-1} |r(d+k+iM)|^2 \quad (13)$$

$$M(d) = \left( \frac{M}{M-1} \frac{|P(d)|}{R(d)} \right)^2 \quad (14)$$

dimana  $b(i)$  adalah perkalian dari pola simbol *training* seperti yang dihasilkan pada [8].  $M$  adalah panjang dari bagian yang sama disini digunakan  $M = 4$  dan  $L$  adalah panjang sampel pada setiap bagian. Gambar 5 merupakan contoh *timing metric* dari metode MINN2. Dapat dilihat dari Gambar 5 bahwa *timing metric* yang dihasilkan lebih tajam dari metode MINN1, dimana masih terdapat sedikit *side lobe* pada kedua sisi dari *timing metric* yang tepat.

#### (5) Metode REN

Bentuk dari simbol *training* pada domain waktu yang diusulkan oleh REN adalah  $P_{REN} = [A_{N/2} \ A_{N/2}]oPN$  dimana  $o$  adalah perkalian *hadamard* dan PN adalah deretan *pseudo noise* dengan nilai 1 atau -1, kemudian  $P(d)$  dan  $R(d)$  dihitung sebagai berikut:

$$P(d) = \sum_{k=0}^{N/2-1} s_k s_{k+N/2} r^*(d+k)r(d+k+\frac{N}{2}) \quad (15)$$

$$R(d) = (1/2) \sum_{k=0}^{N-1} |r(d+k)|^2 \quad (16)$$

dimana  $s_k$  adalah deretan PN sebagai faktor pembobot, dan *timing metric* ( $M(d)$ ) dapat dihitung dengan menggunakan Persamaan 5. Gambar 6 merupakan contoh *timing metric* dari metode REN. Dapat dilihat dari Gambar 6 bahwa *timing metric* yang dihasilkan lebih tajam dari metode MINN2 dan hampir sama dengan metode PAC.

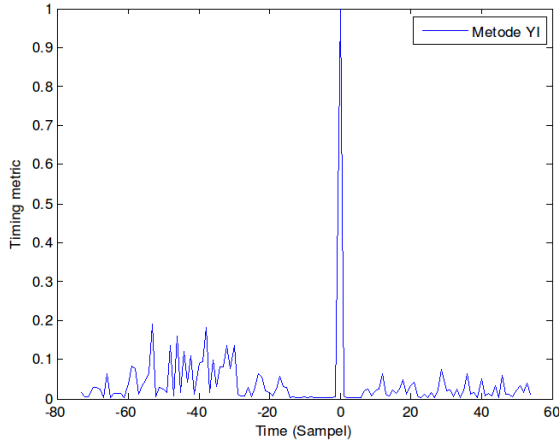
#### (6) Metode YI

Bentuk dari simbol *training* pada domain waktu yang diusulkan oleh PAC adalah  $P_{YI} = [A_{N/2} \ B_{N/2}]$  dimana  $A_{N/2}$  merupakan sampel dengan panjang  $N/2$  dan  $B_{N/2}$  adalah konjugat simetris dengan  $A_{N/2}$ , yang dibangkitkan dengan menggunakan riil dari deretan PN yang dikirimkan dengan jumlah  $N/2$  pada tengah-tengah spektrum IFFT dan pada sisi-sisi spektrum dibiarkan nol, kemudian  $P(d)$  dan  $R(d)$  dihitung sebagai berikut:

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

$$R(d) = \sum_{k=1}^{N/2-1} |r(d+k)|^2 \quad (18)$$

Timing metric ( $M(d)$ ) dapat dihitung dengan menggunakan Persamaan 5. Gambar 7 merupakan contoh *timing metric* dari metode MINN2. Dapat dilihat dari Gambar 7 bahwa



**Gambar 7.** Contoh timing metric dari metode YI.

*timing metric* yang dihasilkan lebih baik dari metode PAC dan hampir sama dengan metode REN.

#### (7) Metode AWS

Bentuk dari simbol *training* pada domain waktu yang diusulkan AWS adalah sama dengan SAC, tetapi ditambahkan teknik *crosscorrelation* pada sisi penerima.

$$M_c(d) = \frac{1}{G} \sum_{k=0}^G |P_{sch}(d-k)|^2 \quad (19)$$

$$P_x(d) = \sum_{k=0}^{N-1} r(d+k)S_{sch}^*(k) \quad (20)$$

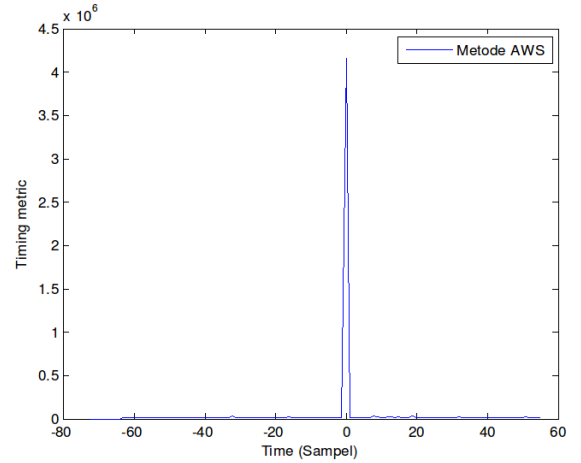
$$M(d) = |P_x(d)|^2 \cdot M_c(d) \quad (21)$$

dimana  $P_{sch}$  adalah struktur simbol *training* dari SAC,  $M_c(d)$  adalah teknik *averaging* dari *timing metric* SAC, dan  $P_x(d)$  adalah teknik *crosscorrelation* dari sinyal yang diterima dengan simbol *training* yang ada pada penerima ( $S_{sch}$ ). Gambar 8 merupakan contoh *timing metric* dari metode AWS. Dapat dilihat dari Gambar 8 bahwa *timing metric* yang dihasilkan lebih tajam sedikit dari metode PAC, dan hampir sama dengan metode REN dan YI.

#### (8) Metode YHC

Bentuk dari simbol *training* pada domain waktu yang diusulkan oleh YHC adalah sama dengan PAC, tetapi menggunakan metrik yang berbeda dalam menghitung  $M(d)$ .

$$M(d) = \exp\left(-\frac{1}{2}P(d) + 1\right) I_0\left(\sqrt{P(d)^2 - 2P(d)}\right) \quad (22)$$



**Gambar 8.** Contoh timing metric dari metode AWS.

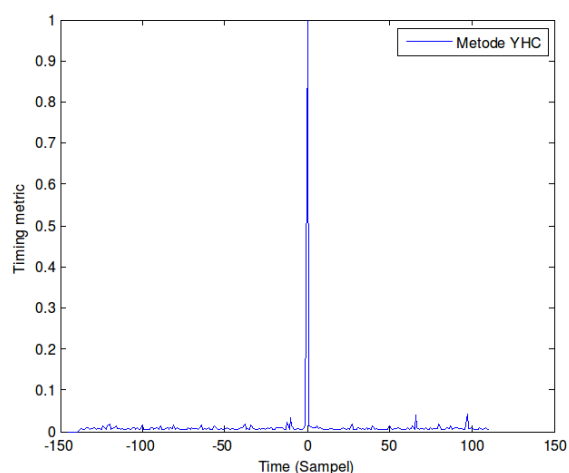
$$P(d) = \frac{T(d)^2}{\sigma_0^2(d)} \quad (23)$$

$$T(d) = \left| \sum_{k=1}^{N/2-1} r\left(d + \frac{N}{2} - k\right)r\left(d + \frac{N}{2} + k\right) \right| \quad (24)$$

$$\sigma_0^2 = \frac{1}{2Mc} \sum_{k=0}^{Mc-1} T^2(n-k) \quad (25)$$

dimana  $T(d)$  adalah korelator simetris dan  $\sigma_0^2$  adalah varian dari korelator simetris.  $Mc$  adalah panjang korelator simetris. Gambar 9 merupakan contoh *timing metric* dari metode YHC. Dapat dilihat dari Gambar 9 bahwa *timing metric* yang dihasilkan lebih tajam sedikit dari metode REN, AWS, dan YI, dimana varian yang dihasilkan lebih kecil dari metode-metode sebelumnya.

Dari pembahasan metode-metode untuk sinkronisasi waktu awal diatas dapat disimpulkan bahwa metode-metode yang mempunyai *timing metric impulsive* adalah metode REN, YI, AWS dan YHC. *timing metric* yang *impulsive* sangat dibutuhkan dalam mendeteksi waktu kedatangan frame OFDM dengan tepat, dimana tidak ada ambiguitas pada sisi penerima. Keempat metode diatas dapat bekerja dengan baik pada lingkungan AWGN dan tanpa mobilitas, tetapi dilingkungan dengan mobilitas tinggi dan *link* kanal yang berubah secara cepat metode-metode tersebut belum tentu bekerja dengan baik. Oleh karena itu untuk melihat kinerjanya, pada bagian berikut metode-metode dengan *timing metric* yang *impulsive* akan disimulasikan dengan model kanal multipath ITU vehicular A and B channel [33].



**Gambar 9.** Contoh timing metric dari metode YHC.

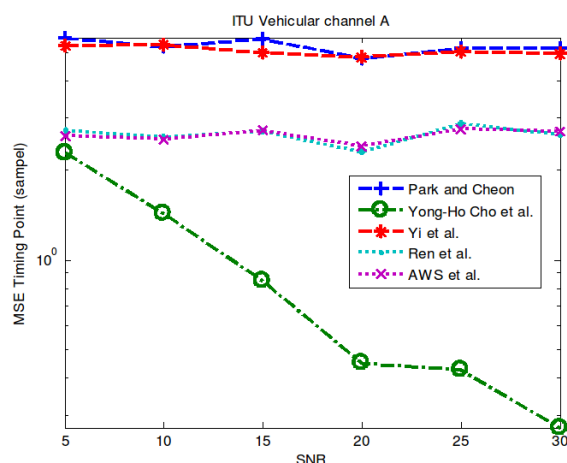
#### 4. SIMULASI DAN ANALISIS

Dalam bagian ini kami mengevaluasi kinerja empat algoritma dalam *timing metric* dan mengukur MSE dari *offset timing point*. Kami menggunakan 4-QAM sebagai teknik modulasi dan *Guard Interval/Cyclic Prefix* di ambil 12,5% dari simbol OFDM pada kecepatan sampling  $0.1\mu s$ . Parameter untuk simulasi dapat dilihat pada I. Simulasi mempertimbangkan pengaruh SNR dan disimulasikan dengan model kanal *multipath ITU Vehicular A and B*. Dalam simulasi ini kami menggunakan *Rayleigh fading*, karena kami mengasumsikan tidak ada komponen *line of sight*.

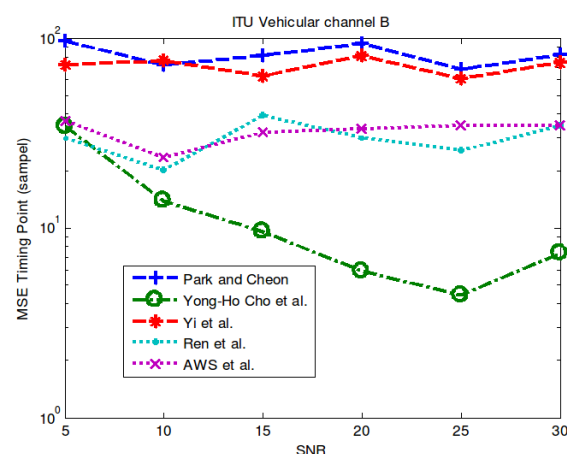
Kami mengukur *mean square error* dari *offset timing point*. MSE dari *offset timing point* didefinisikan sebagai  $E|(t_{estimasi} - t_{offset})|^2$ , yang mana menunjukkan rata-rata kuadrat dari waktu *offset* karena transmisi dan estimasi waktu dari penerima.

**Tabel I.** Parameter simulasi OFDM

Jenis Kanal	Jumlah subcarrier	Jumlah lintasan	Delay ( $\mu s$ )	Power (dB)
Vehicular A channel	1024	6	0.0	0.0
			0.31	-1.0
			0.71	-9.0
			1.09	-10.0
			1.73	-15.0
Vehicular B channel	1024	6	0.0	-2.5
			0.3	0.0
			8.9	-12.8
			12.9	-10.0
			17.1	-25.2
			20.0	-16.0



**Gambar 10.** Kinerja dari empat algoritma pada ITU vehicular kanal A.



**Gambar 11.** Kinerja dari empat algoritma pada ITU vehicular kanal B.

Gambar 4 menunjukkan empat algoritma pada kanal *ITU Vehicular A*. Gambar 11 menunjukkan empat algoritma pada kanal *ITU Vehicular B*. Kedua model kanal sama-sama menggunakan enam lintasan sebagai model kanal *delay*.

Gambar 4 dan 11 menunjukkan algoritma YHC paling baik kedua jenis model kanal. Hal ini terjadi karena penggunaan teknik deteksi dengan menggunakan perubahan statistik pada korelator simetris. Teknik PAC dan YI adalah yang terburuk karena teknik ini hanya menggunakan teknik *autocorrelation*, sedangkan teknik REN dan AWS sudah menggabungkan teknik *autocorrelation* dengan *crosscorrelation*.

#### 5. KESIMPULAN

Dari hasil simulasi dapat disimpulkan bahwa teknik-teknik yang berbasis *autocorrelation* dan *crosscorrelation* (teknik konvensional) tidak cukup

untuk sistem dengan kondisi kanal dengan *delay spread* yang cukup tinggi. Teknik konvensional yang digabungkan dengan teknik statistik mempunyai kinerja yang sangat baik pada kondisi dengan *delay spread* tinggi. Metode YHC dapat menentukan lintasan pertama dari kanal, tetapi jika lintasan pertama tersebut bukan yang paling kuat *gain*-nya maka metode YHC akan gagal untuk menghitung lintasan pertama dari kanal.

#### Daftar Pustaka

- [1] *Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications, Higher-Speed Physical Layer Extension in the 5 GHz Band, IEEE 802.11a*, IEEE Std., 1999.
- [2] H. Sari, G. Karam, and I. Jeanclaude, "Transmission techniques for digital terrestrial tv broadcasting," *Communications Magazine, IEEE*, vol. 33, no. 2, pp. 100–109, Feb 1995.
- [3] *IEEE 802.16m-09/0034r4 IEEE 802.16m System Description Document [Draft]*, IEEE Std., 2010.
- [4] Y. S. C., J. Kim, W. Y. Y., and C. G. K., *Mimo-OFDM Wireless Communications with Matlab*. John Wiley and Sons (Asia) Pte Ltd., 2010.
- [5] B. Sklar, *Digital Communications: Fundamentals and Applications 2/E*. Prentice Hall., 2002.
- [6] T. Pollet, M. Van Bladel, and M. Moeneclaey, "Ber sensitivity of ofdm systems to carrier frequency offset and wiener phase noise," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 43, no. 234, pp. 191–193, 1995.
- [7] Y. Mostofi and D. Cox, "Mathematical analysis of the impact of timing synchronization errors on the performance of an ofdm system," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 2, pp. 226–230, 2006.
- [8] T. Schmidl and D. Cox, "Robust frequency and timing synchronization for ofdm," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 12, pp. 1613–1621, 1997.
- [9] B. Park, H. Cheon, C. Kang, and D. Hong, "A novel timing estimation method for ofdm systems," *Communications Letters, IEEE*, vol. 7, no. 5, pp. 239–241, 2003.
- [10] H. Minn, M. Zeng, and V. Bhargava, "On timing offset estimation for ofdm systems," *Communications Letters, IEEE*, vol. 4, no. 7, pp. 242–244, 2000.
- [11] H. Minn, V. Bhargava, and K. Letaief, "A robust timing and frequency synchronization for ofdm systems," *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 2, no. 4, pp. 822–839, 2003.
- [12] G. Ren, Y. Chang, H. Zhang, and H. Zhang, "Synchronization method based on a new constant envelop preamble for ofdm systems," *Broadcasting, IEEE Transactions on*, vol. 51, no. 1, pp. 139–143, 2005.
- [13] G. Yi, L. Gang, and G. Jianhua, "A novel timing and frequency synchronization scheme for ofdm systems," in *Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, 2007. WiCom 2007. International Conference on*, 2007, pp. 393–397.
- [14] —, "A novel time and frequency synchronization scheme for ofdm systems," *Consumer Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 2, pp. 321–325, 2008.
- [15] A. Awoseyila, C. Kasparis, and B. Evans, "Improved preamble-aided timing estimation for ofdm systems," *Communications Letters, IEEE*, vol. 12, no. 11, pp. 825–827, November 2008.
- [16] —, "Robust time-domain timing and frequency synchronization for ofdm systems," *Consumer Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, no. 2, pp. 391–399, 2009.
- [17] Y.-H. Cho and D.-J. Park, "Timing estimation based on statistical change of symmetric correlator for ofdm systems," *Communications Letters, IEEE*, vol. 17, no. 2, pp. 397–400, 2013.
- [18] Y. Kang, D. Ahn, and S. Kim, "Preamble pattern independent timing estimation for ofdm systems," *Electronics Letters*, vol. 44, no. 5, pp. 365–366, 2008.
- [19] H. Abdzadeh-Ziabari, M. Shayesteh, and M. Manaffar, "An improved timing estimation method for ofdm systems," *Consumer Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 4, pp. 2098–2105, November 2010.
- [20] H. Abdzadeh-Ziabari and M. Shayesteh, "Robust timing and frequency synchronization for ofdm systems," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 60, no. 8, pp. 3646–3656, Oct 2011.
- [21] —, "A novel preamble-based frame timing estimator for ofdm systems," *Communications Letters, IEEE*, vol. 16, no. 7, pp. 1121–1124, July 2012.
- [22] M. Speth, F. Classen, and H. Meyr, "Frame synchronization of ofdm systems in frequency selective fading channels," in *Vehicular Technology Conference, 1997, IEEE 47th*, vol. 3, 1997, pp. 1807–1811 vol.3.
- [23] T. Keller and L. Hanzo, "Orthogonal frequency division multiplex synchronisation techniques for wireless local area networks," in *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 1996. PIMRC'96., Seventh IEEE International Symposium on*, vol. 3, Oct 1996, pp. 963–967 vol.3.
- [24] J.-J. van de Beek, M. Sandell, M. Isaksson, and P. Ola Borjesson, "Low-complex frame synchronization in ofdm systems," in *Universal Personal Communications. 1995. Record., 1995 Fourth IEEE International Conference on*, Nov 1995, pp. 982–986.
- [25] J.-J. van de Beek, M. Sandell, and P. Borjesson, "ML estimation of time and frequency offset in ofdm systems," *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 7, pp. 1800–1805, 1997.
- [26] M.-H. Hsieh and C.-H. Wei, "A low-complexity frame synchronization and frequency offset compensation scheme for ofdm systems over fading channels," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 48, no. 5, pp. 1596–1609, 1999.
- [27] T. Lv, H. Li, and J. Chen, "Joint estimation of symbol timing and carrier frequency offset of ofdm signals over fast time-varying multipath channels," *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 12, pp. 4526–4535, Dec 2005.



- [28] C. Williams, M. Beach, and S. McLaughlin, "Robust ofdm timing synchronisation," in *Vehicular Technology Conference, 2006. VTC 2006-Spring. IEEE 63rd*, vol. 4, 2006, pp. 1947–1950.
- [29] W.-L. Chin, "ML estimation of timing and frequency offsets using distinctive correlation characteristics of ofdm signals over dispersive fading channels," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 60, no. 2, pp. 444–456, 2011.
- [30] H. Bolcskei, "Blind estimation of symbol timing and carrier frequency offset in wireless ofdm systems," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 49, no. 6, pp. 988–999, 2001.
- [31] B. Park, H. Cheon, E. Ko, C. Kang, and D. Hong, "A blind ofdm synchronization algorithm based on cyclic correlation," *Signal Processing Letters, IEEE*, vol. 11, no. 2, pp. 83–85, 2004.
- [32] J. C. Manco-Vasquez, V. P. Gil Jimenez, and M. Fernandez-Getino Garcia, "Robust timing synchronization for multicarrier systems based on rst invariance," *Communications Letters, IEEE*, vol. 17, no. 6, pp. 1244–1247, 2013.
- [33] *Guidelines for evaluation of radio transmission technologies for IMT-2000, Recommendation ITU-R M. 1225, Std.*, 1997.

