

Tradeoff Transfer Informasi dan Energi pada Sistem Komunikasi Nirkabel yang Memanfaatkan Panen Energi

Oktavia Ayu Permata, Wirawan

Jurusan Teknik Elektro, Fakultas Teknologi Industri, Institut Teknologi Sepuluh Nopember (ITS)

Jl. Arief Rahman Hakim, Surabaya 60111

e-mail: wirawan@ee.its.ac.id

Abstrak—Transfer informasi dan energi secara bersamaan melalui kanal nirkabel menawarkan keuntungan pada pengguna *mobile*. Akan tetapi desain *receiver* yang digunakan untuk memanen energi dari sinyal radio belum dapat mendekodekan *carrier* informasi secara langsung. Oleh karena itu diusulkan sebuah operasi umum pada *receiver* yang disebut *Dynamic Power Splitting* (DPS). DPS akan membagi sinyal terima dengan penyesuaian daya untuk panen energi dan dekoding informasi. Tipe dari arsitektur ini dinamakan tipe arsitektur *receiver* pemisah. Dimana untuk panen energi akan dilakukan oleh *receiver* energi dan untuk dekoding informasi akan dilakukan oleh *receiver* informasi. Dua skema yang diusulkan pada DPS yaitu *Time Switching* (TS) dan *Static Power Splitting* (SPS). Tradeoff rate energi dari sistem dikarakteristikkan sebagai *rate-energi region*. Pada tugas akhir ini, diasumsikan untuk komunikasi link *wireless point to point*. Dari hasil simulasi diketahui bahwa besarnya *noise* konversi hasil perpindahan dari RF band ke baseband sangat mempengaruhi nilai rate energi. Untuk skema SPS, menghasilkan rate energi yang lebih optimal dibandingkan dengan skema TS. Pada sistem ini, tradeoff untuk informasi dan energi bisa dicapai dengan menggunakan asumsi dan parameter yang telah ditentukan. Pada *receiver* informasi, untuk dapat mendekodingkan informasi dengan kesalahan yang kecil diperlukan alokasi daya terima yang besar untuk mengimbangi *noise* konversi yang muncul setelah *power splitter*.

Kata Kunci— *wireless, energy harvesting, rate informasi, DPS (Dynamic Power Splitting), rate-energi*

I. PENDAHULUAN

Energi yang terbatas pada jaringan nirkabel, seperti *sensor network*, biasanya disuplai oleh baterai dan memiliki jangka waktu pemakaian yang terbatas. Panen energi dari lingkungan adalah salah satu cara untuk memperpanjang jangka waktu pemakaian energi pada jaringan nirkabel. Sinyal radio frekuensi (RF) yang diradiasikan oleh pemancar yang ada di lingkungan dapat dijadikan sumber yang terus ada pada proses penangkapan energi. Selain itu, sinyal RF juga sudah biasa digunakan sebagai media dalam pengiriman informasi. Transfer informasi dan energi secara bersamaan menjadi menarik ketika diketahui manfaat dari penggunaan sinyal RF untuk kedua hal tersebut secara bersamaan. Transfer informasi dan energi yang dapat dilakukan secara bersamaan sangat menguntungkan bagi pengguna *mobile*. Akan tetapi desain *receiver* mengalami keterbatasan secara teknis pada saat realisasi hardware. Dimana sirkuit praktis untuk panen energi dari sinyal radio belum dapat mendekodekan informasi yang dibawa secara langsung.

Berdasarkan penelitian yang telah dilakukan terkait topik tugas akhir, dapat diuraikan pada [1]-[3] bahwa transfer

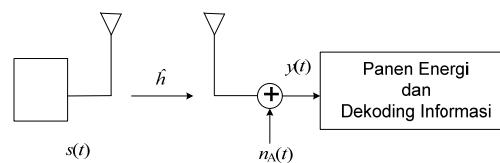
informasi dan energi secara bersamaan melalui kanal *wireless* telah dipelajari. Pada [1] diajukan ide untuk transmisi informasi dan energi secara bersamaan. Fungsi kapasitas-energi diusulkan untuk melihat performa dari tradeoff transfer informasi dan energi secara bersamaan. Pada [2], penelitian [1] diperluas menggunakan kanal frekuensi selektif dengan AWGN. Tidak seperti pada [1] dan [2] yang mempertimbangkan transmisi *single* antena *point-to-point*, [3] mempelajari performa terbatas dari sistem *broadcasting* MIMO untuk transfer informasi dan energi secara bersamaan. Pada [4] menunjukkan operasi yang digunakan pada *receiver* energi untuk konversi energi sinyal RF secara langsung melalui arsitektur *rectenna*.

Pada tugas akhir ini, dipelajari desain *receiver* praktis pada kanal *wireless point-to-point* untuk transfer informasi dan energi secara bersamaan. Dengan adanya keterbatasan pada saat realisasi seperti yang telah disebutkan, maka diusulkan sebuah operasi umum pada *receiver* yang disebut *Dynamic Power Splitting* (DPS) dengan tipe arsitektur yang disebut *receiver* pemisah informasi dan energi. Dimana *receiver* pemisah ini akan membagi dan memproses sinyal yang diterima ke dalam sebuah *receiver* informasi konvensional dan *receiver* energi konvensional. Rate energi (R-E) dari tipe arsitektur yang diajukan akan digunakan untuk melihat karakteristik dari performa rate-energi.

II. PEMODELAN SISTEM

A. Model Kanal

Gambar 1 merupakan gambaran umum dari model sistem yang diajukan. Baik *transmitter* maupun *receiver* dilengkapi dengan satu buah antena.



Gambar. 1. Model Sistem

Pada bagian *transmitter*, bit informasi dibangkitkan secara acak. Bit informasi tersebut dimodulasi dengan modulasi QPSK. Karena menggunakan QPSK, maka dua bit diwakili oleh satu simbol. Dengan kode *Gray*, satu simbol direpresentasikan dengan satu titik, dibentuk dari sinyal I (bilangan real) dan Q (bilangan imajiner). Selisih jarak antara 2 titik yang bersebelahan adalah 1 bit. Dengan demikian, sinyal modulasi QPSK merupakan sinyal kompleks *baseband*. Dinyatakan dengan persamaan berikut :

dimana $A(t)$ dan $\phi(t)$ menyatakan amplitudo dan fase dari $x(t)$. Diasumsikan sinyal $x(t)$ adalah sinyal *narrowband* dengan *bandwidth* B Hz. Dan $\mathbb{E}[|x(t)|^2] = 1$, dimana $\mathbb{E}[\cdot]$ dan $|\cdot|$ merupakan ekspektasi statistik dan nilai absolut. Sinyal kompleks *baseband* yang ditransmisikan melalui kanal propagasi *wireless* kemudian menjadi sinyal transmisi RF band. Dinyatakan dengan persamaan berikut :

$$s(t) = \sqrt{2P}A(t) \cos(2\pi ft + \phi(t)) \tag{2}$$

$$= \sqrt{2P}\Re\{x(t)e^{j2\pi ft}\}$$

dimana P adalah rata-rata daya transmisi, contohnya $\mathbb{E}[s^2(t)] = P$, f adalah frekuensi *carrier*, $\Re\{\cdot\}$ adalah nilai riil dari bilangan kompleks.

Diasumsikan bahwa besarnya *bandwidth* kurang dari besarnya frekuensi *carrier*, $B \ll f$. Propagasi sinyal transmisi yang melalui kanal *wireless* memiliki gain kanal, $h > 0$, dan pergeseran fase $\theta \in [0, 2\pi)$. Sehingga sinyal yang sampai pada *receiver* dapat dinyatakan sebagai berikut:

$$s_h(t) = \sqrt{2hP}A(t) \cos(2\pi ft + \phi(t) + \theta) \tag{3}$$

$$= \sqrt{2P}\Re\{\tilde{h}x(t)e^{j2\pi ft}\}$$

dimana, $\tilde{h} = \sqrt{h}e^{j\theta}$ menyatakan kanal kompleks *equivalent*. Pada saat simulasi, diasumsikan daya rata-rata transmisi bernilai 100, gain kanal bernilai 1, dan pergeseran fase bernilai 30° .

Antena penerima diasumsikan beroperasi pada band frekuensi yang sama dengan sinyal transmisi. *Noise* $n_A(t)$ pada antena penerima dapat dimodelkan sebagai *narrowband Gaussian noise*.

$$n_A(t) = \sqrt{2}\Re\{\tilde{n}_A(t)e^{j2\pi ft}\} \tag{4}$$

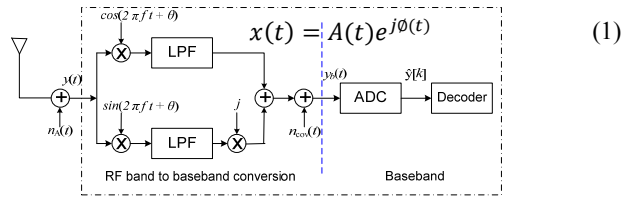
dimana, $\tilde{n}_A(t) = n_I(t) + jn_Q(t)$. $n_I(t)$ dan $n_Q(t)$ menyatakan komponen *noise In-phase* dan *Quadrature*. $n_I(t)$ dan $n_Q(t)$ diasumsikan sebagai *independent Gaussian Random Variable (RV)* dengan *mean* 0 dan *varian* $\sigma_A^2/2$. Dinotasikan oleh $\mathcal{N}(0, \sigma_A^2/2)$. Dimana $\sigma_A^2 = N_0B$, N_0 merupakan rapat daya spektral *noise* dari satu sisi. Sehingga, didapatkan $\tilde{n}_A(t) \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_A^2)$. Contoh yang diberikan, $\tilde{n}_A(t)$ adalah *circularly symmetric complex Gaussian (CSCG)* [7] RV dengan *mean* 0 dan *varian* σ_A^2 . Pada saat simulasi, *varian noise AWGN* diasumsikan bernilai 1.

Karena adanya *noise* maka sinyal yang diterima dinyatakan sebagai $y(t) = s_h(t) + n_A(t)$. Atau sinyal yang diterima bisa dinyatakan sebagai $y(t) = \sqrt{2}\Re\{\tilde{y}(t)\}$, dimana sinyal kompleks $\tilde{y}(t)$ adalah :

$$\tilde{y}(t) = \sqrt{hP}x(t)e^{j(2\pi ft + \theta)} + \tilde{n}_A(t)e^{j2\pi ft} \tag{5}$$

B. Receiver Informasi

Gambar 2 menunjukkan operasi standar pada *receiver* informasi dengan demodulasi koheren (asumsi pergeseran fase pada kanal, θ , sudah diketahui pada *receiver*).



Gambar. 2. Receiver Informasi

Sinyal RF band yang diterima, $y(t)$, diubah kedalam bentuk sinyal kompleks *baseband*, $y_b(t)$, dengan cara demodulasi dan difilter. Demodulasi dilakukan dengan cara mengalikan $\tilde{y}(t)$ dengan $e^{-j(2\pi ft + \theta)}$. Proses ini akan mengembalikan sinyal $\tilde{y}(t)$ seperti sinyal transmisi $x(t)$. Setelah dilakukan proses demodulasi, selanjutnya adalah filter. Filter yang digunakan memakai LPF yang dimanfaatkan untuk menghilangkan *noise*.

Sinyal kompleks *baseband* pada penerima mendapat penambahan *noise* hasil konversi RF band ke *baseband*. *Noise* konversi dinyatakan sebagai $n_{cov}(t)$. $n_{cov}(t) \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_{cov}^2)$, sehingga sinyal kompleks *baseband*, $y_b(t)$, dapat dinyatakan dengan persamaan :

$$y_b(t) = \tilde{y}(t)e^{-j(2\pi ft + \theta)} + n_{cov}(t) \tag{6}$$

$$= \sqrt{hP}x(t) + \tilde{n}_A(t)e^{-j\theta} + n_{cov}(t)$$

Karena $\tilde{n}_A(t)e^{-j\theta}$ memiliki distribusi yang sama dengan $\tilde{n}_A(t)$, maka digunakan $\tilde{n}_A(t)$ untuk menotasikan $\tilde{n}_A(t)e^{-j\theta}$. Pada saat simulasi, nilai $n_{cov}(t)$ dibuat bervariasi. Dengan asumsi nilai σ_{cov}^2 adalah 0, 10, dan 50. Sinyal *baseband*, $y_b(t)$, kemudian di sampling dan di digitalisasi oleh *analog to digital converter (ADC)* untuk dekoding lebih lanjut. Pada tugas akhir ini diasumsikan ADC ideal dengan *zero quantization noise*. Proses deteksi menjadi lebih simpel karena menggunakan kode *Gray*. Sehingga dari persamaan (6), output waktu diskrit dari ADC dinyatakan dengan persamaan berikut:

$$\tilde{y}[k] = \sqrt{hP}x[k] + \tilde{n}_A[k] + n_{cov}[k] \tag{7}$$

dimana $k = 1, 2, \dots$, menotasikan indeks simbol.

Dari persamaan (7), kanal *baseband equivalent* untuk transmisi informasi *wireless* dikenal sebagai kanal AWGN, yaitu :

$$Y = \sqrt{hP}X + Z \tag{8}$$

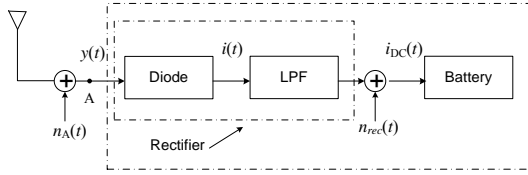
dimana X dan Y menotasikan kanal input dan output. Dan $Z \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_A^2 + \sigma_{cov}^2)$ menotasikan kompleks *Gaussian noise*.

Ketika input kanal terdistribusi sebagai $X \sim \mathcal{CN}(0, 1)$, rate informasi maksimum yang dapat dicapai (bps/Hz) atau kapasitas dari kanal AWGN dinyatakan oleh persamaan berikut [7]:

$$R = \log_2 \left(1 + \frac{hP}{\sigma_A^2 + \sigma_{cov}^2} \right) \tag{9}$$

C. Receiver Energi

Selanjutnya, membahas tentang daya rata-rata *wireless* yang dapat di panen dari sinyal yang diterima. Gambar 3 mengilustrasikan operasi dari *receiver* energi yang dapat mengkonversikan energi RF secara langsung melalui arsitektur *rectenna* [4].



Gambar. 3. Receiver Energi

Rectenna adalah gabungan dari antena dan *rectifier*. Pada *rectenna*, sinyal RF band yang diterima, $y(t)$, dikonversi kedalam sinyal DC (*direct current*) $iDC(t)$. Sinyal DC, $iDC(t)$, kemudian dipakai untuk mengisi baterai untuk mengembalikan energi. Sirkuit *rectifier* terdiri dari komponen diode *Schottky* dan LPF. Dengan input voltase yang proporsional terhadap $y(t)$, output arus $i(t)$ dari diode *Schottky* dinyatakan dengan persamaan berikut [7]:

$$i(t) = I_s(e^{\gamma y(t)} - 1) = a_1 y(t) + a_2 y^2(t) + \dots \quad (10)$$

dimana, I_s adalah arus saturasi, γ adalah *thermal voltage* bolak-balik dari diode *Schottky*, a_n adalah koefisien. Dinyatakan sebagai $a_n = I_s \gamma^n / n!$, $n = 1, 2, \dots$, sesuai dengan ekspansi Taylor series dari fungsi eksponensial.

Dari persamaan (5), $y(t)$ dapat dinyatakan ulang sebagai :

$$\begin{aligned} y(t) &= \sqrt{2} \Re\{\sqrt{hP} x(t) e^{j(2\pi ft + \theta)} + \tilde{n}_A(t) e^{j2\pi ft}\} \\ &= \sqrt{2} \mu_Y(t) \cos(2\pi ft + \Phi_Y(t)) \end{aligned} \quad (11)$$

dimana, $\Phi_Y(t) = \arctan \frac{\mu_Q(t)}{\mu_I(t)}$.

$$\mu_Y(t) = \sqrt{\mu_I^2(t) + \mu_Q^2(t)} \quad (12)$$

dengan,

$$\mu_I(t) = \sqrt{hP} A(t) \cos(\Phi(t) + \theta) + n_I(t) \quad (13)$$

$$\mu_Q(t) = \sqrt{hP} A(t) \sin(\Phi(t) + \theta) + n_Q(t) \quad (14)$$

Dengan substitusi persamaan (11) kedalam persamaan (10) dan mengabaikan orde yang lebih tinggi (lebih besar dari dua) dari $y(t)$, diperoleh :

$$\begin{aligned} i(t) &\approx \sqrt{2} a_1 \mu_Y(t) \cos(2\pi ft + \Phi_Y(t)) \\ &\quad + 2a_2 \mu_Y^2(t) \cos^2(2\pi ft + \Phi_Y(t)) \\ &= \sqrt{2} a_1 \mu_Y(t) \cos(2\pi ft + \Phi_Y(t)) + a_2 \mu_Y^2(t) \\ &\quad + a_2 \mu_Y^2(t) \cos(4\pi ft + 2\Phi_Y(t)) \end{aligned} \quad (15)$$

Output arus $i(t)$ dari diode kemudian diproses oleh LPF. LPF digunakan sebagai penyaring frekuensi supaya

frekuensi yang masuk ke sirkuit sesuai dengan frekuensi resonansi. Sehingga komponen harmonik pada f dan $2f$ dari $i(t)$ dihilangkan dan sinyal DC, $iDC(t)$, muncul sebagai output dari *rectifier*.

Diasumsikan bahwa penambahan *noise* pada *rectifier* dinyatakan oleh $n_{rec}(t) \sim \mathcal{N}(0, \sigma_{rec}^2)$. Maka diperoleh $iDC(t)$:

$$iDC(t) = a_2 \mu_Y^2(t) + n_{rec}(t) \quad (16)$$

Karena a_2 adalah spesifikasi konstan dari diode, maka diasumsikan $a_2 = 1$ (dengan $n_{rec}(t)$ normalisasi untuk menjaga nilai SNR). Substitusi persamaan (12), (13), (14) kedalam persamaan (16) diperoleh [7]:

$$\begin{aligned} iDC(t) &= (\sqrt{hP} A(t) \cos(\Phi(t) + \theta) + n_I(t))^2 \\ &\quad + (\sqrt{hP} A(t) \sin(\Phi(t) + \theta) + n_Q(t))^2 + n_{rec}(t) \end{aligned} \quad (17)$$

Diasumsikan bahwa daya konversi yang akan disimpan dalam baterai adalah linier atau sebanding dengan $iDC(t)$ [6] dengan efisiensi konversi $0 < \zeta \leq 1$ dan daya panen yang berhubungan dengan *noise* (termasuk *noise* pada antena dan *noise* pada *rectifier*) bernilai konstan dan kecil sehingga diabaikan. Oleh karena itu, daya atau energi rata-rata yang disimpan dalam baterai, dinotasikan dengan Q (joules/sec) sebagai berikut :

$$Q = \mathbb{E}[i_{DC}(t)] = \zeta hP \quad (18)$$

Persamaan (18) berlaku untuk input sinyal yang terdistribusi apapun.

D. Dynamic Power Splitting

Sekarang ini, sirkuit praktis untuk memanen energi dari sinyal *mobile* belum dapat mendekodekan *carrier* informasi secara langsung. Dengan kata lain, sinyal yang digunakan untuk memanen energi tidak dapat digunakan kembali untuk mendekodekan informasi. Karena keterbatasan ini, diajukan skema DPS praktis yang dapat digunakan *receiver* untuk memanen energi dan mendekodekan informasi dari sinyal terima yang sama pada waktu t , dengan membagi sinyal secara dinamis kedalam dua bagian dengan ratio daya $\rho(t) : 1 - \rho(t)$, yang digunakan untuk memanen energi dan mendekodekan informasi. Dimana rentang nilai ratio daya $0 \leq \rho(t) \leq 1$.

Mempertimbangkan transmisi blok dalam durasi waktu T dengan $T = NT_s$, dimana N adalah jumlah simbol yang ditransmisikan per blok dan T_s adalah periode simbol, diasumsikan $\rho(t) = \rho_k$ untuk interval simbol $t \in [(k-1)T_s, kT_s)$, $k = 1, \dots, N$. Vektor pembagian daya didefinisikan sebagai $\boldsymbol{\rho} = [\rho_1, \dots, \rho_N]^T$. Pada tugas akhir ini diasumsikan *power splitter* ideal pada *receiver* tanpa adanya rugi-rugi daya atau *noise* dan *receiver* dapat secara sempurna mensinkronkan operasinya dengan *transmitter* berdasarkan pada vektor $\boldsymbol{\rho}$ yang diberikan. DPS dibagi menjadi dua skema yang dinamakan *time switching* (TS) dan *static power splitting* (SPS) [7].

- Dengan TS, prosentase waktu transmisi yang dialokasikan untuk memanen energi dan untuk mendekodekan informasi dinyatakan dengan α dan

$1 - \alpha$. Dengan rentang nilai $0 \leq \alpha \leq 1$. Tanpa adanya rugi-rugi secara umum, diasumsikan simbol $[\alpha N]$ pertama untuk masing-masing blok dengan $k = 1, \dots, [\alpha N]$, dimana $[\cdot]$ menotasikan operasi *floor*, digunakan untuk memanen energi. Sedangkan sisa dari simbol dengan $k = [\alpha N] + 1, \dots, N$ digunakan untuk mendekodekan informasi. $[\alpha N]$ adalah integer positif tanpa menghiraukan nilai dari α , yang kira-kira benar jika N berjumlah sangat besar pada praktiknya. Sehingga untuk TS dimiliki [7]:

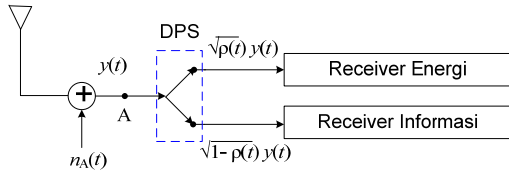
$$\rho(t) = \begin{cases} 1, & t \in [(k-1)Ts, kTs), k = 1, \dots, \alpha N \\ 0, & t \in [(k-1)Ts, kTs), k = \alpha N + 1, \dots, N \end{cases} \quad (19)$$

- Dengan SPS, ratio pembagi daya sinyal untuk memanen energi dan dekoding informasi diatur konstan selama transmisi keseluruhan blok. Untuk range nilai $0 \leq \rho \leq 1$, memiliki [7]:

$$\rho(t) = \rho, t \in [0, T) \quad (20)$$

E. Receiver Pemisah

Gambar 4 menunjukkan desain *receiver* pemisah yang diajukan untuk sistem ini.



Gambar. 4. *Receiver* Pemisah

Pada gambar diatas, *receiver* energi yang digunakan untuk memanen energi adalah *receiver* energi pada gambar 3. Sedangkan *receiver* informasi yang digunakan untuk mendekodekan informasi adalah *receiver* informasi pada gambar 2.

Seperti ditunjukkan pada gambar 4, *power splitter* dimasukkan pada titik 'A' sehingga sinyal yang diterima $y(t)$ oleh antena dibagi menjadi dua bagian dengan spesifikasi level daya $\rho(t)$ dari RF band. Kemudian dipisah ke dalam *receiver* energi konvensional (gambar 3) dan *receiver* informasi konvensional (gambar 2) untuk memanen energi dan dekoding informasi.

F. Tradeoff Rate Energi Untuk Receiver Pemisah

Pada bagian ini dibahas mengenai R-E region yang dapat dicapai dengan menggunakan *receiver* pemisah yang ditunjukkan pada gambar 4. Dengan DPS, SNR rata-rata pada *receiver* informasi untuk transmisi simbol ke- k , $k = 1, \dots, N$, dinotasikan oleh $\tau(\rho_k)$ dan dinyatakan dengan [7]:

$$\tau(\rho_k) = \frac{(1 - \rho_k)hP}{(1 - \rho_k)\sigma_A^2 + \sigma_{cov}^2} \quad (21)$$

Dari persamaan (21), diperoleh R-E region yang dapat dicapai untuk skema DPS pada *receiver* pemisah adalah [7]:

$$C_{R-E}^{DPS}(P) \triangleq \bigcup_{\rho} (R, Q) : Q \leq \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \rho_k \zeta hP$$

$$R \leq \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \log_2 \left(1 + \frac{(1 - \rho_k)hP}{(1 - \rho_k)\sigma_A^2 + \sigma_{cov}^2} \right) \quad (22)$$

Substitusi persamaan (19) kedalam persamaan (22), R-E region yang dapat dicapai untuk skema TS dinyatakan dengan persamaan berikut [7]:

$$C_{R-E}^{TS}(P) \triangleq \bigcup_{\alpha} (R, Q) : Q \leq \alpha \zeta hP$$

$$R \leq (1 - \alpha) \log_2 \left(1 + \frac{hP}{\sigma_A^2 + \sigma_{cov}^2} \right) \quad (23)$$

Substitusi persamaan (20) kedalam persamaan (22), R-E region yang dapat dicapai untuk skema SPS dinyatakan dengan persamaan berikut [7]:

$$C_{R-E}^{SPS}(P) \triangleq \bigcup_{\rho} (R, Q) : Q \leq \rho \zeta hP$$

$$R \leq \log_2 \left(1 + \frac{(1 - \rho)hP}{(1 - \rho)\sigma_A^2 + \sigma_{cov}^2} \right) \quad (24)$$

III. HASIL SIMULASI DAN ANALISA

Dari proses simulasi yang dilakukan dengan parameter-parameter yang ditentukan, didapatkan data-data simulasi yang kemudian dilakukan analisa.

A. Pengaruh Noise Konversi

Nilai σ_{cov}^2 diatur sebesar 0, 10, dan 50. Semakin besar nilai σ_{cov}^2 maka semakin besar *noise* konversi yang dihasilkan. Semakin besar *noise* konversi yang dihasilkan, energi sinyal akan semakin kecil. Konstelasi yang dihasilkan dengan nilai $\sigma_{cov}^2 = 50$ jauh berbeda dengan konstelasi ideal dari QPSK. Ini menunjukkan bahwa energi sinyal menjadi lebih kecil karena persebaran titik konstelasi yang tidak seperti bentuk idealnya.

B. Perbandingan Nilai Tradeoff Rate Energi Teori Dengan Simulasi

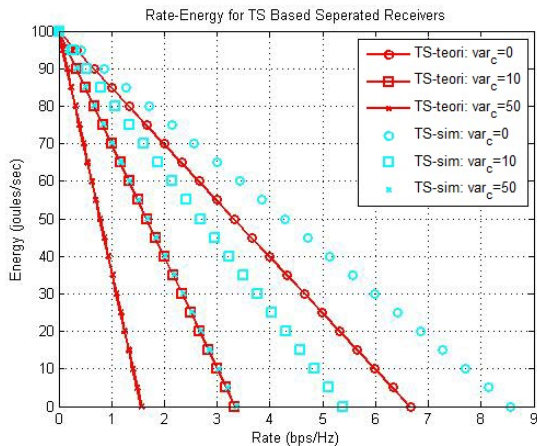
Pada bagian ini, dibahas analisa perbandingan nilai tradeoffrate energi teori dengan simulasi berdasarkan skema dari DPS, yakni TS dan SPS.

- Perbandingan dengan Skema TS

Pada skema TS, nilai prosentase waktu transmisi, α , yang dialokasikan untuk masing-masing *receiver* dibuat bervariasi dengan rentang nilai $0 \leq \alpha \leq 1$. Dimana semakin besar prosentase waktu transmisi yang dialokasikan untuk *receiver* informasi ataupun *receiver* energi, akan mempengaruhi pencapaian rate informasi ataupun energi konversi. Ketika nilai prosentase waktu transmisi yang dialokasikan untuk *receiver* informasi lebih besar daripada yang dialokasikan untuk *receiver* energi, maka SNR yang dihasilkan juga akan meningkat. Karena semakin besar daya

yang dialokasikan untuk *receiver* informasi, semakin besar pula nilai SNR yang dicapai. Nilai SNR itu sendiri mempengaruhi pencapaian rate informasi. Sehingga rate-energi region untuk skema ini sangat dipengaruhi oleh nilai α yang digunakan. Perlu diketahui bahwa ketika nilai prosentase waktu transmisi yang dialokasikan untuk *receiver* informasi lebih besar daripada yang dialokasikan untuk *receiver* energi, maka nilai energi konversi yang dicapai akan rendah.

Sehingga, pada sistem ini prosentase waktu transmisi yang dialokasikan untuk dekoding informasi harus lebih besar daripada yang digunakan untuk memanen energi. Hal tersebut bertujuan untuk mengimbangi *noise* konversi hasil perpindahan RF band ke *baseband* yang muncul setelah *power splitter*.

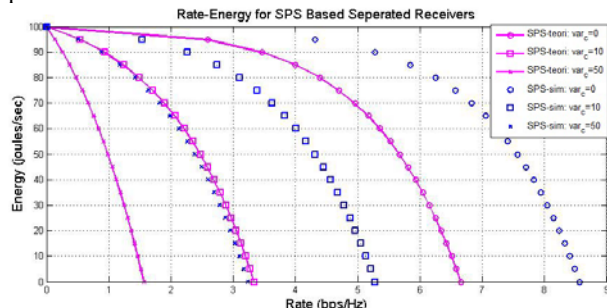


Gambar. 5. Perbandingan R-E Region Teori dengan Simulasi dari Skema TS

Sesuai dengan persamaan (9) dan persamaan (18) diketahui bahwa batas dari $C_{R-E}^{TS}(P)$ adalah garis lurus yang menghubungkan dua titik (R,0) dan (0,Q) selama α berjalan dari 0 ke 1.

▪ Perbandingan dengan Skema SPS

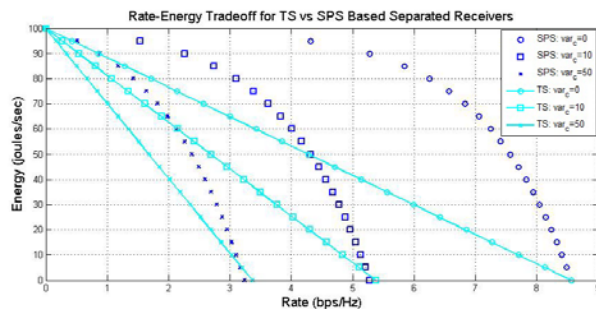
Pada SPS, ratio dari daya sinyal yang dibagi untuk memanen energi dan dekoding informasi diatur konstan selama transmisi keseluruhan blok. Pada saat simulasi nilai ratio daya sinyal yang dibagi untuk kedua *receiver* diatur konstan. Sinyal terima $y(t)$ yang akan diproses oleh kedua *receiver* diatur level dayanya sama rata dengan pemberian ratio daya di DPS. Rentang nilai ratio daya yang dapat digunakan pada skema ini adalah $0 \leq \rho \leq 1$. Ketika nilai ρ tidak dibagi sama rata untuk kedua *receiver* maka rate informasi dan energi konversi yang dihasilkan tidak akan optimal.



Gambar. 6. Perbandingan R-E Region Teori dengan Simulasi dari Skema SPS

C. Perbandingan Nilai Tradeoff Rate Energi Menggunakan Skema TS dan SPS

Dari Gambar 7, skema SPS menghasilkan nilai rate-energi region yang lebih optimal daripada skema TS. Skema SPS selalu mencapai nilai rate-energi yang lebih besar dibandingkan dengan skema TS ketika menggunakan nilai daya *noise* konversi (RF band ke *baseband*) yang bervariasi yang diatur dari besarnya nilai σ_{cov}^2 . Ketika nilai σ_{cov}^2 meningkat, rentang nilai rate-energi antara skema TS dan SPS menyusut. Sedangkan pada saat nilai σ_{cov}^2 menurun, nilai rate-energi yang dicapai dengan skema SPS meningkat.



Gambar. 7. Tradeoff Rate Energi untuk skema TS vs SPS

Hasil simulasi menunjukkan bahwa pemodelan sistem seperti ini, sebenarnya tidak dapat mencapai tradeoff. Hal tersebut dikarenakan adanya *noise* konversi yang muncul setelah *power splitter*. Untuk transfer informasi, berdasarkan *data-processing inequality* [10] dengan *noise* antenna $\tilde{n}_A(t) \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_A^2)$, rate informasi maksimum R yang dapat dikodekan secara *reliable* pada *receiver* dibatasi oleh $R \leq \log_2(1 + hP/\sigma_A^2)$. Disisi lain, untuk transfer energi, berdasarkan hukum konversi energi, maksimum energi konversi Q yang akan disimpan di baterai tidak boleh lebih besar daripada yang diterima oleh antenna penerima, $Q \leq hP$. Sedangkan pada *receiver* energi praktis belum dapat mencapai batas tersebut kecuali efisiensi energi konversi, ζ , dibuat sama untuk kesatuan secara ideal, seperti yang diusulkan pada persamaan (18).

Karena tujuan dari pemodelan sistem adalah untuk mencapai tradeoffrate-energi, yakni dengan cara memaksimalkan pencapaian baik rate informasi R maupun energi konversi Q , maka untuk sistem ini tradeoff bisa dicapai ketika *noise* konversi bernilai tidak lebih dari *noise* antenna dan energi yang disimpan pada baterai sesuai dengan pemodelan sistem yang dijelaskan di bab III sub bab II.C.

D. BER vs SNR

Pada bagian ini dianalisa kinerja sistem pada *receiver* informasi dimana meskipun keseluruhan sistem digunakan untuk memanen energi dan mengetahui rate informasi, namun hasil dari dekoding informasi juga perlu diketahui untuk melihat apakah sistem yang digunakan baik atau belum berdasarkan nilai BER (*Bit Error Rate*) dan SNR (*Signal to Noise Ratio*) yang dicapai. Dari Gambar 4terlihat bahwa sistem yang digunakan, baik menggunakan skema TS maupun SPS belum dapat mencapai BER ideal sesuai teori yang diberikan oleh modulasi QPSK. Hal ini menunjukkan bahwa *noise* konversi dan teknik DPS yang digunakan sangat mempengaruhi performa *receiver* informasi. Pada kanal *Gaussian*, untuk tujuan pencapaian daya sinyal terima (*received power*), daya *noise* (*noise power*)sebenarnya

bermanfaat, akan tetapi untuk tujuan pencapaian informasi, daya *noise* merugikan.

Pada saat simulasi, untuk skema TS digunakan prosentase waktu transmisi sebesar $\alpha = 0.5$. Sedangkan untuk skema SPS, nilai ratio daya yang dibagi konstan untuk kedua *receiver* selama transmisi keseluruhan blok diatur sebesar $\rho = 0.5$. Dari parameter yang telah ditetapkan, untuk kondisi ini hasil simulasi menunjukkan bahwa BER vs SNR yang dicapai oleh skema TS lebih baik daripada skema SPS. Hal tersebut dikarenakan jumlah simbol yang masuk ke *receiver* informasi maupun *receiver* energi sama besar. Sehingga daya terima yang dibagi untuk *receiver* informasi pada skema TS lebih besar daripada daya terima untuk skema SPS. Meskipun sama-sama menggunakan nilai pembagian daya sebesar 0.5, perlu diketahui bahwa untuk sistem TS yang dibagi adalah jumlah simbol berdasarkan prosentase waktu transmisi. Sehingga daya sinyal yang dibawa oleh simbol pada skema TS tidak akan berkurang atau terbagi. Sedangkan untuk skema SPS, yang dibagi adalah level daya dari sinyal yang diterima. Sehingga simbol yang masuk ke *receiver* informasi pada skema SPS bisa jadi mengalami penurunan level daya terima akibat pembagian tersebut. Dengan menggunakan daya *noise* yang besarnya sama untuk kedua skema, SNR vs BER dari skema TS mencapai nilai yang lebih baik daripada SPS.

Hasil BER vs SNR dari dua skema yang diajukan juga bisa dilihat pada Tabel 1. Dari Tabel 1, baik untuk skema TS maupun SPS, nilai BER akan meningkat seiring bertambahnya *noise* konversi. Ketika SNR meningkat, nilai BER menurun.

Tabel 1.
BER vs SNR dari Skema TS dan SPS

σ^2_A	σ^2_{cov}	BER TS	SNR TS	BER SPS	SNR SPS
1	0	0.4710	22.7605	0.4820	22.7472
1	10	0.4780	12.7994	0.4820	12.8990
1	50	0.5100	6.7024	0.4850	6.9436

Tabel 2.
Selisih SNR pada receiver pemisah untuk skema TS

σ^2_A	SNR (dB)	σ^2_{cov}	SNR (dB)	Selisih SNR (dB)
1	25.7575	0	22.7605	2.997
1	25.7575	10	12.7994	12.9581
1	25.7575	50	6.7024	19.0551

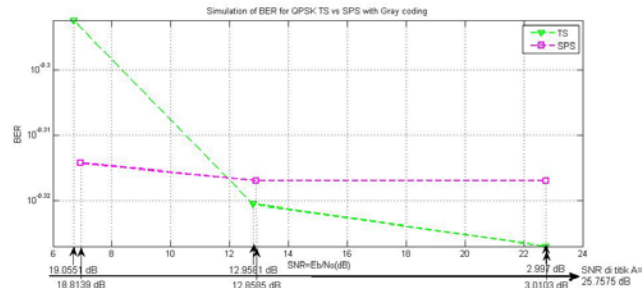
Tabel 3.
Selisih SNR pada receiver pemisah untuk skema SPS

σ^2_A	SNR (dB)	σ^2_{cov}	SNR (dB)	Selisih SNR (dB)
1	25.7575	0	22.7472	3.0103
1	25.7575	10	12.8990	12.8585
1	25.7575	50	6.9436	18.8139

Selisih SNR dihitung pada titik A yang ditunjukkan oleh Gambar 4. Selisih SNR digunakan untuk melihat perbedaan nilai SNR sebelum daya sinyal terima dibagi untuk kedua *receiver* dan sesudah dibagi untuk kedua *receiver*. Sebelum daya sinyal terima dibagi, nilai SNR dihitung pada titik A dimana hanya *noise* antenna penerima, σ^2_A , yang mempengaruhi besarnya SNR. Sesudah daya sinyal terima dibagi untuk kedua *receiver*, nilai SNR pada *receiver*

informasi dihitung sebelum proses dekoding, dimana nilainya dipengaruhi oleh *noise* antenna dan *noise* konversi, $\sigma^2_A + \sigma^2_{cov}$.

Untuk kedua skema, nilai SNR setelah penambahan *noise* konversi akan menurun seiring bertambahnya varian *noise* konversi, σ^2_{cov} , yang diberikan. Hal tersebut dipengaruhi oleh daya *noise* yang lebih besar daripada daya sinyal terima. Selisih nilai SNR juga ditunjukkan pada Gambar 8.



Gambar. 8. Selisih SNR di titik A pada receiver pemisah

IV. KESIMPULAN

Berdasarkan simulasi dan analisa, dapat diambil beberapa kesimpulan bahwa *noise* konversi (perpindahan RF band ke *baseband*) sangat berpengaruh pada pencapaian nilai rate energi, semakin besar *noise* konversi semakin kecil rate energi yang dihasilkan. Pada desain *receiver* pemisah, alokasi pembagian daya yang lebih besar diperlukan untuk dekoding informasi karena untuk mengimbangi *noise* konversi yang muncul setelah *power splitter*. Teknik DPS dengan skema SPS menghasilkan tradeoff rate energi yang lebih optimal daripada skema TS.

DAFTAR PUSTAKA

- [1] L. R. Varshney, "Transporting information and energy simultaneously," in *Proc. IEEE Int. Symp. Inf Theory (ISIT)*, pp. 1612-1616, July 2008.
- [2] P. Grover and A. Sahai, "Shannon meets Tesla: wireless information and power transfer," in *Proc. IEEE Int. Symp. Inf. Theory (ISIT)*, pp.2363-2367, June 2010.
- [3] R. Zhang and C. K. Ho, "MIMO broadcasting for simultaneous wireless information and power transfer," in *Proc. IEEE Globecom*, Dec. 2011.
- [4] T. Paing, J. Shin, R. Zane, and Z. Propovic, "Resistor emulation approach to low-power RF energy harvesting," *IEEE Trans. Power Electronic*, vol. 23, no. 3, pp. 1494-1501, May 2008.
- [5] Product Datasheet, P2110-915 MHz RF Powerharvester Receiver, Powercast Corporation.
- [6] X. Zhou, R. Zhang, and C. K. Ho, "Wireless information and power transfer: architecture design and rate-energy tradeoff," in *arXiv: 1205.0618v1 [cs.IT]*, 3 May 2012.
- [7] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 4th Ed., McGraw-Hill, 2001.