

# KINERJA PERPADUAN DETEKSI DATA DAN ESTIMASI KANAL ITERATIF PADA SISTEM KOMUNIKASI NIRKABEL ANTENA JAMAK

Muladi

Jurusan Teknik Elektro, Fakultas Teknik, Universitas Negeri Malang  
e-mail: muladi@gmail.com

## Abstract

*In iterative data-detection and channel-estimation algorithms, the channel estimator and the data detector recursively exchange the information order to improve the system performance. In this paper, maximum a posteriori based iterative data detection and pilot symbol assisted channel estimation of the single parity check product code for multiple antenna wireless communication is studied. Results show the algorithm can converge at a few iteration numbers and improve error probability performance of the system.*

**Keywords:** SPC-TPC, data detection, channel estimation, pilot code, multiple antennas

## Abstrak

*Pada sistem komunikasi dengan menggunakan perpaduan deteksi data dan estimasi kanal iteratif, estimator kanal dan detektor data secara rekursif bertukar informasi untuk memperbaiki kinerja sistem. Makalah ini mempelajari deteksi data menggunakan kriteria maximum a posteriori (MAP) dan estimasi kanal menggunakan simbol pilot yang diterapkan pada sistem komunikasi antena jamak dan kode produk turbo dengan pariti cek tunggal (single parity check-turbo product code, SPC-TPC) sebagai komponen kodenya. Hasil eksperimen menunjukkan bahwa algoritma yang diusulkan dapat konvergen setelah beberapa iterasi dan mampu memperbaiki kinerja probabilitas kesalahan dari sistem.*

**Kata kunci:** SPC-TPC, deteksi data, estimasi kanal, simbol pilot, antena jamak

## 1. PENDAHULUAN

Perpaduan deteksi data dan estimasi kanal secara iteratif muncul sebagai cara yang tepat untuk memperoleh kinerja yang sempurna dari sistem komunikasi nirkabel, dimana panjang deretan *training* atau simbol pilot dapat diatur sesedikit (sependek) mungkin untuk menjaga laju data tetap tinggi. Pada dasarnya pada skema perpaduan iteratif (biasanya ditunjukkan dengan awalan “turbo”), estimator kanal dan detektor data bertukar informasi secara rekursif untuk memperbaiki kinerja sistem.

Perkembangan layanan komunikasi nirkabel yang sangat pesat, seperti halnya komputasi bergerak, internet nirkabel, dan nirkabel LAN (WLAN), telah menghasilkan sistem dengan laju transmisi tinggi dan penggunaan *bandwidth* yang efisien. Hasil-hasil penelitian terbaru menunjukkan bahwa kapasitas dari sistem komunikasi nirkabel antena jamak yang bekerja pada lingkungan dengan banyak penghalang akan meningkat secara linier mengikuti minimum dari jumlah antena pemancar atau penerima [1]. Hal yang sama juga terjadi pada kinerja sistem dengan keberagaman ruang-waktu (*space-time diversity*) yang baru saja diperkenalkan, yang memungkinkan sistem memperoleh peningkatan kinerja yang besar dibanding dengan sistem komunikasi antena tunggal [2, 3, 4].

Beberapa arsitektur ruang waktu berlapis telah diajukan untuk memperoleh manfaat dari sistem antena jamak dan penguatan yang potensial dibanding sistem antena tunggal. Diantara arsitektur-arsitektur tersebut yang paling populer adalah *Bell Labs Layered Space-Time Architecture* (BLAST) [5]. Sistem ini telah menyita banyak perhatian peneliti dalam sepuluh tahun terakhir dan banyak makalah telah membahasnya dan menghadirkan temuan teoritis dan hasil kinerja dari sistem yang mirip BLAST.

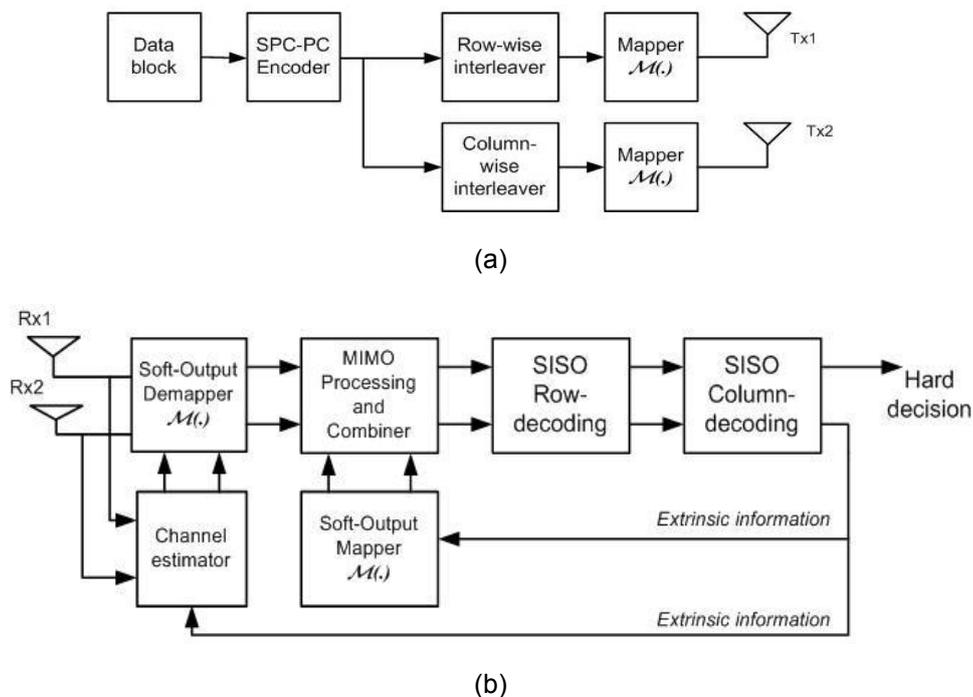
Pada penelitian sebelumnya [6, 7], skema keberagaman ruang waktu dengan laju penuh telah diajukan. Dibandingkan dengan sistem yang menggunakan kode blok ruang waktu [3], skema yang diajukan mempunyai kelebihan yang menjamin laju transmisi sebesar 1 simbol/Hz/detik (laju penuh) untuk sebarang jumlah antena yang digunakan. Makalah ini melanjutkan hasil penelitian sebelumnya dengan meningkatkan laju bit dan mengembangkan estimasi kanal. Satu alternatif untuk meningkatkan laju bit adalah dengan menggunakan kode dengan laju tinggi sebagai kode komponen dari kode produk turbo (*turbo product code*, TPC). Namun kode ini mempunyai laju kesalahan tinggi yang dapat menaikkan laju kesalahan sistem.

Penelitian pada makalah ini menggunakan kode pariti cek tunggal (*single parity check code*, SPC) sebagai kode komponen yang dihubungkan secara paralel untuk membentuk kode SPC-TPC. SPC adalah kode aljabar yang sederhana tetapi mempunyai kelemahan dalam memperbaiki kesalahan. Kode SPC-TPC adalah kode dengan laju tinggi untuk panjang kode tertentu. Proses pengkodean dan pendekodean dari kode ini sederhana dan telah terbukti mempunyai kinerja tinggi dalam perbaikan kesalahan. Pendekodean SPC-TPC berdimensi banyak dengan menggunakan *maximum a posteriori* (MAP) menunjukkan kinerja yang sangat baik [8].

Dengan memasukkan output dari enkoder SPC-TPC kedalam 2 buah interleaver dan mentransmisikannya melalui antena pemancar jamak, akan menyediakan keberagaman ruang dan waktu. Estimasi kanal berbantu simbol pilot digunakan untuk mengukur tanggapan sesaat kanal. Seiring dengan iterasi dari proses pendekodean, tanggapan sesaat kanal akan diperbarui dengan memanfaatkan output informasi ekstrinsik dari dekoder. Konvergensi dari pembaruan tanggapan sesaat kanal akan dipelajari.

## 2. METODE PENELITIAN

Gambar 1 menunjukkan model waktu diskrit dari diagram sistem yang diajukan. Pada pemancar, deretan data dibentuk dalam sebuah data blok dengan ukuran  $k_r \times k_c$ , dimana  $k_r$  adalah panjang data pada baris dan  $k_c$  adalah panjang data pada kolom. Setiap baris dan kolom data dikodekan dengan menggunakan SPC untuk menghasilkan data terkode dengan panjang  $(k_r+1, k_r, 2)$  pada baris dan  $(k_c+1, k_c, 2)$  pada kolom.



Gambar 1. Diagram sistem yang diajukan; (a) pemancar, (b) penerima

Proses pengkodean baris dan kolom dilakukan secara terpisah sehingga bit cek pariti dari cek-cek pariti tidak dibangkitkan [8]. Tanpa menghilangkan sifat umumnya, pada makalah ini diatur jumlah baris sama dengan jumlah kolom,  $k_r = k_c = k$ .

Deretan data yang dikodekan keluar menuju dua interleaver sistematis yang ditentukan oleh pembacaan menurut baris dan pembacaan menurut kolom [6, 7]. Deretan-deretan data ini akan dipetakan ke elemen-elemen konstelasi,  $s$ , dari himpunan simbol  $S$ . Sebanyak  $L$  simbol pilot  $p$  diselipkan di setiap  $l$  data informasi untuk tujuan pengukuran tanggapan kanal. Blok-blok yang dihasilkan akan mempunyai format sebagai berikut:

$$x = [p_1 \underbrace{s_1 \dots s_l}_l p_2 \underbrace{s_{l+1} \dots s_{2l+1}}_l p_3 \dots p_L] \quad (1)$$

Masing-masing blok ini ditransmisikan oleh setiap antena pemancar. Setiap antena pemancar menggunakan energi pancar yang sama dimana total energi dari seluruh antena pemancar sama dengan energi pancar dari sistem antena tunggal. Diasumsikan bahwa antena-antena pemancar ditempatkan cukup berjauhan sehingga jalur-jalur transmisi antara antena pemancar dan penerima adalah bebas atau tidak berkorelasi.

Penerima menggunakan sejumlah antena penerima yang jumlahnya sama dengan jumlah antena pemancar. Sampel-sampel sinyal *baseband* kompleks pada antena penerima  $n$  dapat dinyatakan sebagai berikut:

$$r_n = \sum_{m=1}^2 h_{m,n} x_m + w_n \quad (2)$$

dimana  $x_m$  adalah blok simbol yang ditransmisikan dari antena pemancar ke- $m$ . Selanjutnya  $w_n$  adalah noise aditif yang terdistribusi *Gaussian* dengan rerata nol dan simpangan  $N_{0/2}$  jika energi bit yang dikirimkan sebesar  $E_b/N_0$ .

Asumsikan bahwa antena-antena pemancar terpisah cukup jauh dan demikian juga halnya dengan antena-antena penerima sehingga jalur-jalur transmisi akan saling bebas (tidak berkorelasi). Jalur-jalur transmisi ini berada dalam lingkungan yang penuh dengan penghalang sehingga terdapat jalur jamak tanpa adanya jalur langsung (*line of sight*). Kanal komunikasi ini dapat dimodelkan sebagai proses random *Gaussian* kompleks dengan rerata nol yang stasioner pada pita lebar. Distribusi fasa adalah *uniform* (sama atau konstan) dan distribusi amplitudo adalah *Rayleigh* sehingga disebut sebagai kanal *fading Rayleigh*.

### 2.1. Rekonstruksi Data dan Deteksi Iteratif

Satu blok dari informasi data diacak oleh dua interleavers dan ditransmisikan melalui dua antena pemancar. Dengan menggunakan notasi eksplisit, persamaan (2) dapat dituliskan kembali sebagai berikut:

$$\begin{aligned} r_1 &= h_{11}x_1 + h_{21}x_2 + w_1 \\ r_2 &= h_{12}x_1 + h_{22}x_2 + w_2 \end{aligned} \quad (3)$$

Perkiraan simbol yang diterima dapat diperoleh dengan mengkombinasikan sinyal-sinyal yang diterima,

$$\begin{aligned} \hat{x}_1 &= h_{11}^* r_1 + h_{12}^* r_2 \\ \hat{x}_2 &= h_{21}^* r_1 + h_{22}^* r_2 \end{aligned} \quad (4)$$

dimana  $(.)^*$  adalah operator konjugasi kompleks. Proses pemetaan balik menghasilkan keluaran halus dari deretan-deretan bit yang diperkirakan sebagai berikut:

$$\begin{aligned}\hat{b}_1 &= M^{-1}(\hat{x}_1) \\ \hat{b}_2 &= M^{-1}(\hat{x}_2)\end{aligned}\quad (5)$$

dimana  $(M^{-1})$  adalah operator pemetaan balik. Perlu diingat bahwa deretan bit yang ditransmisikan dari antena pemancar pertama adalah sama dengan deretan bit yang ditransmisikan dari antena pemancar kedua tetapi di-interleave (diacak urutannya) sehingga posisi bit-bit dalam deretan berbeda sebelum dilakukan pemetaan dan pentransmisian.

Proses pendekodean dimulai dengan menghitung rasio logaritmik kemiripan (*log-likelihood*, LLR) dari dua deretan yang diterima,

$$L(d|\hat{b}_1) = \log_e \left[ \frac{P(d=+1|\hat{b}_1)}{P(d=-1|\hat{b}_1)} \right] \quad (6)$$

$$L(d|\hat{b}_2) = \log_e \left[ \frac{P(d=+1|\hat{b}_2)}{P(d=-1|\hat{b}_2)} \right] \quad (7)$$

dimana  $d$  menyatakan bit-bit data yang ditransmisikan. Perhitungan persamaan (6) dan (7) adalah sama sehingga dapat dituliskan dalam bentuk umum. Dengan menggunakan kaidah Bayesian, persamaan (6) dan (7) dapat diuraikan sebagai berikut:

$$\begin{aligned}L(d|\hat{b}) &= \log_e \left[ \frac{p(\hat{b}|b=+1)P(d=+1)}{p(\hat{b}|b=-1)P(d=-1)} \right] \\ &= \log_e \left[ \frac{p(\hat{b}|d=+1)}{p(\hat{b}|d=-1)} \right] + \log_e \left[ \frac{P(d=+1)}{P(d=-1)} \right] \\ &= L_c(\hat{b}) + L(d)\end{aligned}\quad (8)$$

Asumsikan bahwa semua bit (0 dan 1) mempunyai peluang yang sama untuk muncul, maka suku kedua dari persamaan (8) dapat diabaikan. Untuk sistem transmisi yang bebas secara statistik maka LLR kanal dapat dinyatakan sebagai berikut [8]:

$$L_c(\hat{d}) = L_c(\hat{b}_1) + L_c(\hat{b}_2) + L(d) \quad (9)$$

dimana  $L_c(\hat{d})$  adalah bentuk penyederhanaan dari  $L(d|\hat{b})$ . Output LLR (keluaran halus) dari dekoder adalah [9]

$$L(\hat{d}) = L_c(\hat{d}) + L_e(\hat{d}) \quad (10)$$

dimana  $L_e(\hat{d}_j)$  adalah LLR ekstrinsik yang diperoleh dari pendekodean baris dan kolom. Dari persamaan (6) dan (8) diperoleh LLR ekstrinsik sebagai berikut:

$$L_e(\hat{d}_j) = \log \frac{\Lambda(p+1) \prod_{i=1, i \neq j}^k (\exp(L(\hat{d}_i)) + 1) + \Lambda(p-1) \prod_{i=1, i \neq j}^k (\exp(L(\hat{d}_i)) - 1)}{\Lambda(p+1) \prod_{i=1, i \neq j}^k (\exp(L(\hat{d}_i)) + 1) - \Lambda(p-1) \prod_{i=1, i \neq j}^k (\exp(L(\hat{d}_i)) - 1)} \quad (11)$$

dimana,

$$\begin{aligned} \Lambda(p+1) &= \exp(L_c(p)) + 1 \\ \Lambda(p-1) &= \exp(L_c(p)) - 1 \end{aligned} \quad (12)$$

dimana  $L_c(p)$  adalah LLR kanal dari bit pariti pada baris atau kolom yang sama dari  $d_j$ . Pada akhir iterasi, output halus dari dekoder adalah:

$$L(\hat{d}_j) = L_c(\hat{d}_j) + L_{er}(\hat{d}_j) + L_{ec}(\hat{d}_j) \quad (13)$$

Nilai keputusan keras dari bit data dapat diperoleh dengan menggunakan fungsi sign pada persamaan (13).

## 2.2. Estimasi Kanal dan Desain Deretan Pilot

Persamaan (3) dapat dinyatakan dalam bentuk matrik sebagai berikut:

$$\mathbf{R} = \mathbf{HX} + \mathbf{W} \quad (14)$$

Hubungan ini memberikan satu cara yang mungkin untuk mengukur tanggapan kanal. Blok yang ditransmisikan,  $\mathbf{X}$ , terdiri dari beberapa simbol pilot,  $x_p$ , yang nilai dan posisinya dalam blok diketahui oleh penerima. Simbol pilot tertentu akan membantu mengukur tanggapan sesaat kanal dan posisi pilot akan menentukan waktu kejadian dari tanggapan tersebut. Tanggapan sesaat kanal dapat diperoleh dengan merubah matrik simbol pilot yang elemennya adalah simbol pilot dari antenna pemancar kesatu dan kedua.

$$\mathbf{X}_{p2} = \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} \\ p_{21} & p_{22} \end{bmatrix} \quad (15)$$

Matrik ini menentukan jumlah minimum dari simbol pilot yang harus diselipkan ke dalam blok data yang ditransmisikan sehingga pengukuran tanggapan sesaat kanal dapat dilakukan.

Untuk menyederhanakan perhitungan tanggapan sesaat kanal, dalam makalah diatur bahwa simbol pilot akan saling orthogonal dalam ranah waktu. Matrik simbol pilot yang paling sederhana adalah:

$$\begin{bmatrix} p_{11} & 0 \\ 0 & p_{22} \end{bmatrix} \quad \text{or} \quad \begin{bmatrix} 0 & p_{12} \\ p_{21} & 0 \end{bmatrix} \quad (16)$$

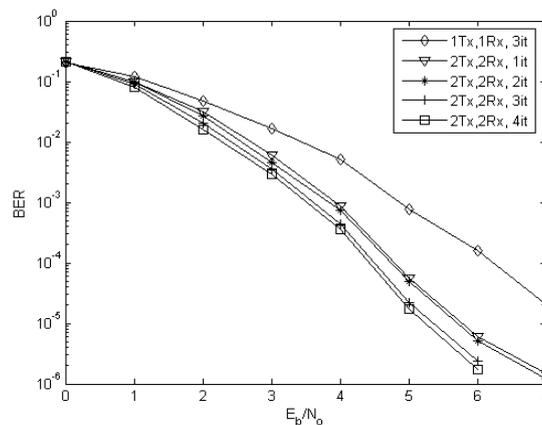
Ketika tanggapan sesaat kanal pada saat tertentu telah diperoleh, tanggapan kanal untuk seluruh blok yang ditransmisikan dapat diperoleh dengan menggunakan interpolasi, dimana jumlah simbol pilot menentukan akurasi dari sampel yang dapat direkonstruksi.

$$\mathbf{H} = \mathbf{X}^{-1}(\mathbf{R} - \mathbf{W}) \quad (17)$$

Seperti telah dijelaskan sebelumnya, deteksi data iteratif menghasilkan informasi ekstrinsik dari data yang akan memperbarui nilai bit yang diterima ( $L_c + L_e$ ). Pemetaan halus dari deretan bit ke elemen-elemen konstelasi dari  $S$  (nilai halus). Dengan menggunakan persamaan (5), tanggapan sesaat kanal yang baru dapat dihitung. Maka tanggapan sesaat kanal juga dapat diperbarui secara iteratif bersama-sama dengan proses deteksi data.

### 3. HASIL DAN PEMBAHASAN

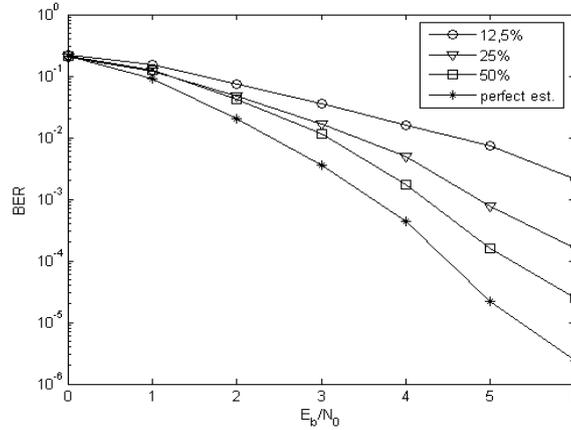
Hasil simulasi dari sistem yang diajukan akan dibahas pada bagian ini. Pertama, kinerja laju kesalahan dari sistem yang diajukan akan dibandingkan dengan sistem antenna tunggal (sistem dengan satu antenna pemancar dan satu antenna penerima). Pada simulasi ini, TPC menggunakan SPC dengan  $k = 8$  dan diasumsikan kanal adalah *fading Rayleigh* datar. Gambar 2 menunjukkan bahwa sistem yang diajukan mempunyai keunggulan daya sebesar 2 dB dibanding dengan sistem antenna tunggal untuk mencapai laju kesalahan bit (BER) sebesar  $2 \times 10^{-5}$ . Setiap iterasi pendekodean memberikan perbaikan BER. Perbaikan yang signifikan diperoleh setelah iterasi ketiga dan setelah itu tidak terjadi perbaikan BER yang signifikan atau tidak ada perbaikan sama sekali. Hal ini telah dipelajari di [10], bahwa jumlah iterasi yang efektif untuk SPC-TPC dua dimensi adalah tiga. Kurva grafik pada Gambar 2 menunjukkan bahwa pada  $E_b/N_0$  sama dengan 6 dB, iterasi kedua memberikan laju kesalahan bit  $1 \times 10^{-5}$  lebih rendah daripada iterasi pertama, sedangkan iterasi ketiga memberikan laju kesalahan  $6 \times 10^{-5}$  lebih rendah daripada iterasi kedua, dan seterusnya.



Gambar 2. Kinerja dari sistem yang diajukan dengan estimasi kanal yang sempurna

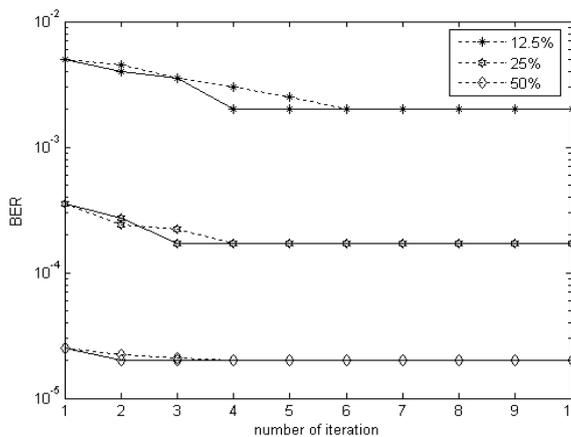
Gambar 3 menunjukkan kinerja laju kesalahan dari sistem yang diajukan dengan jumlah simbol pilot yang berbeda dalam tiap blok data informasi. Respon kanal berdistribusi *Rayleigh fading* datar dan diasumsikan responnya tidak berubah selama satu periode simbol. Jumlah simbol pilot dibanding dengan jumlah simbol data dalam satu blok dinyatakan dalam prosentase. Untuk jumlah simbol pilot sama dengan jumlah simbol data (50%), memberikan BER sebesar  $2 \times 10^{-5}$  pada  $E_b/N_0$  6 dB. Sementara itu estimasi kanal sempurna memberikan BER sebesar  $3 \times 10^{-6}$ . Kinerja laju kesalahan ini turun dengan drastis seiring dengan turunnya jumlah simbol pilot dalam satu blok. Ketika setengah dari jumlah simbol pilot digunakan, kinerja laju kesalahan akan turun menjadi  $2 \times 10^{-5}$ . Selanjutnya, kinerja laju kesalahan turun menjadi

$1 \times 10^{-4}$  jika sistem menggunakan seperempat jumlah simbol pilot dalam satu blok, dan turun ke  $2 \times 10^{-3}$  ketika jumlah simbol pilot sebanyak 1/8 dari jumlah simbol per blok. Hasil ini sesuai dengan teori bahwa semakin banyak jumlah simbol pilot per blok akan menghasilkan kinerja laju kesalahan yang tinggi dengan konsekuensi menurunnya laju transmisi.



Gambar 3. Kinerja dari sistem yang diajukan dengan menggunakan jumlah simbol pilot yang dibandingkan dengan panjang blok

Selanjutnya, konvergensi dari algoritma pendekodean iteratif dipelajari untuk kanal yang tidak diukur secara sempurna. Seperti ditunjukkan pada Gambar 4, algoritma pendekodean akan konvergen setelah iterasi kelima. Ketika informasi (tanggapan) yang akurat tentang tanggapan kanal tersedia, maka algoritma akan konvergen lebih cepat. Dalam hal ini informasi dari kanal dibawa oleh simbol pilot yang ditransmisikan. Algoritma akan konvergen setelah iterasi kedua ketika jumlah simbol pilot sama dengan jumlah simbol data dalam satu blok (50% dari panjang blok). Jumlah iterasi yang lebih banyak diperlukan agar algoritma dapat konvergen ketika menggunakan jumlah simbol pilot yang lebih sedikit. Tiga dan lima iterasi diperlukan oleh algoritma untuk mencapai konvergen ketika sistem yang diajukan menggunakan simbol pilot sebanyak seperempat dan seperdelapan dari jumlah simbol per blok. Meskipun jumlah iterasi ini masih layak tetapi kinerja laju kesalahan adalah rendah.



**Keterangan:**

- garis putus-putus adalah kinerja tanpa perbaruan tanggapan kanal
- garis penuh adalah dengan perbaruan tanggapan kanal

Gambar 4. Kurva konvergensi dari pendekodean data dan estimasi kanal iteratif

#### 4. SIMPULAN

Aplikasi dari SPC-TPC pada sistem antena jamak telah diperkenalkan dan dibahas. Dengan menggunakan dua buah interleaver yang dirancang berdasarkan pembacaan baris dan kolom, sistem yang diajukan menyediakan keberagaman ruang-waktu (*space-time diversity*). Pendekodean dari simbol data yang diterima dapat dilakukan secara iteratif dengan menggunakan kriteria MAP. Kinerja dari sistem yang diajukan adalah jauh lebih baik daripada sistem antena tunggal.

Simbol pilot dapat digunakan untuk memperkirakan tanggapan sesaat kanal yang diperlukan pada pemrosesan sinyal dan pendekodean data di sistem yang diajukan. Perkiraan kanal yang akurat diperoleh dengan menggunakan simbol pilot dalam jumlah besar dalam satu blok yang ditransmisikan. Dengan menggunakan informasi ekstrinsik dari pendekodean data iteratif untuk memperbarui tanggapan sesaat kanal, proses pendekodean akan konvergen lebih cepat.

#### DAFTAR PUSTAKA

- [1]. Foschini, and Gans, M. J., "**On Limits of Nirkabel Communications in A Fading Environment When Using Multiple Antennas**", Journal on Nirkabel Personal Communications, 1998, Vol. 6, pp. 311-335.
- [2]. Tarokh, V., Seshadri, N., and Calderbank, A. R., "**Space-Time Codes for High Data Rate Nirkabel Communication: Performance Criterion and Code Construction**", IEEE Transactions Information Theory, Vol. 44, pp.744-765, Maret 1998.
- [3]. Tarokh, V., Jafarkhani, H., and Calderbank, A. R., "**Space-Time Block Codes from Orthogonal Designs**" IEEE Trans. Information Theory, Vol. 45, pp. 1456-1467, Juli 1999.
- [4]. Raleigh G., and Chioffi, J.M., "**Spatial-Temporal Coding For Nirkabel Communication,**" **IEEE Transactions On Communications**", Vol. 46, pp. 357-366, Maret 1999.
- [5]. Foschini, G. J., "**Layered Space-Time Architecture For Nirkabel Communication In A Fading Environment When Using Multiple-Elements Antenna**", Bell Labs Technical Journal, Vol. 1, pp. 41-59, 1996.
- [6]. Muladi, Fisal, N., and Yusof, S. K., "**Product Coded MIMO System with Iterative Decoding**", Proceedings of The IASTED Conference on Network and Computer Systems, Krabi- Thailand, 18-20 April 2005.
- [7]. Muladi, Fisal, N., and Yusof, S. K., "**Product Codes for Space-Time System with Orthogonal Transmission**", Proceeding Industrial Electronic Seminars 2004 (IES2004), Politeknik Elektronika Negeri Surabaya (PENS) ITS, Surabaya, 12 Oktober 2004.
- [8]. Lodge, J., Hoeher P., and Hagenauer, J., "**The Decoding of Multidimensional Codes Using Separable Map Filtering**", Proceeding of 16<sup>th</sup> Queen's Bienial Symposium on Communications, Kingston, ON, Canada, 1992, pp. 343-346.
- [9]. Hagenauer, J., "**Iterative Decoding Of Binary Block And Convolutional Codes**", IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 42, pp. 429-445, March 1996.
- [10]. Tee, J. S. K., Taylor, D. P., and Martin, P. A., "**Multiple Serial And Parallel Concatenated Single Parity-Check Codes**", IEEE Transactions on Communications, Vol. 51, pp. 1666-1675, Oct. 2003.