



REPUBLIK INDONESIA
KEMENTERIAN HUKUM DAN HAK ASASI MANUSIA

SERTIFIKAT PATEN SEDERHANA

Menteri Hukum dan Hak Asasi Manusia atas nama Negara Republik Indonesia berdasarkan Undang-Undang Nomor 13 Tahun 2016 tentang Paten, memberikan hak atas Paten Sederhana kepada:

Nama dan Alamat Pemegang Paten : UPPM POLITEKNIK NEGERI UJUNG PANDANG
Jl. Perintis Kemerdekaan Km. 10
Makassar

Untuk Invensi dengan Judul : METODE TUNING BASEBAND POSISI NOISE NULL

Inventor : Sirmayanti, S.T., M.Eng., P.hD.

Tanggal Penerimaan : 20 Desember 2018

Nomor Paten : IDS000003330

Tanggal Pemberian : 03 November 2020

Perlindungan Paten Sederhana untuk invensi tersebut diberikan untuk selama 10 tahun terhitung sejak Tanggal Penerimaan (Pasal 23 Undang-Undang Nomor 13 Tahun 2016 tentang Paten).

Sertifikat Paten Sederhana ini dilampiri dengan deskripsi, klaim, abstrak dan gambar (jika ada) dari invensi yang tidak terpisahkan dari sertifikat ini.



a.n. MENTERI HUKUM DAN HAK ASASI MANUSIA
DIREKTUR JENDERAL KEKAYAAN INTELEKTUAL

Dr. Freddy Harris, S.H., LL.M., ACCS.
NIP. 196611181994031001

KEMENTERIAN HUKUM DAN HAK ASASI MANUSIA RI
DIREKTORAT JENDERAL KEKAYAAN INTELEKTUAL
DIREKTORAT PATEN, DESAIN TATA LETAK SIRKUIT TERPADU DAN RAHASIA DAGANG

Jln. H.R. Rasuna Said, Kav. 8-9 Kuningan Jakarta Selatan 12940
Phone/Facs. (6221) 57905611; Website: www.dgip.go.id

INFORMASI BIAYA TAHUNAN

Nomor Paten : IDS000003330 Tanggal diberi : 03/11/2020 Jumlah Klaim : 3
Nomor Permohonan : S00201810810 IPAS Filing Date : 20/12/2018
Entitlement Date : 20/12/2018

Berdasarkan Peraturan Pemerintah Nomor 28 tahun 2019 tentang Jenis dan Tarif Atas Jenis Penerimaan negara Bukan Pajak Yang Berlaku Pada Kementerian Hukum dan Hak Asasi Manusia, biaya tahunan yang harus dibayarkan adalah sebagaimana dalam tabel di bawah.

Biaya Tahunan Ke-	Periode Perlindungan	Batas Akhir Pembayaran	Biaya Dasar	Jml Klaim	Biaya Klaim	Total	Terlambat (Bulan)	Total Denda	Jumlah Pembayaran
1	20/12/2018-19/12/2019	02/05/2021	0	3	0	0	0	0	0
2	20/12/2019-19/12/2020	02/05/2021	0	3	0	0	0	0	0
3	20/12/2020-19/12/2021	02/05/2021	0	3	0	0	0	0	0
4	20/12/2021-19/12/2022	21/11/2021	0	3	0	0	0	0	0
5	20/12/2022-19/12/2023	21/11/2022	0	3	0	0	0	0	0
6	20/12/2023-19/12/2024	21/11/2023	1.650.000	3	150.000	1.800.000	0	0	1.800.000
7	20/12/2024-19/12/2025	21/11/2024	2.200.000	3	150.000	2.350.000	0	0	2.350.000
8	20/12/2025-19/12/2026	21/11/2025	2.750.000	3	150.000	2.900.000	0	0	2.900.000
9	20/12/2026-19/12/2027	21/11/2026	3.300.000	3	150.000	3.450.000	0	0	3.450.000
10	20/12/2027-19/12/2028	21/11/2027	3.850.000	3	150.000	4.000.000	0	0	4.000.000

Biaya yang harus dibayarkan untuk pertama kali hingga tanggal 27/04/2021 (tahun ke-1 s.d 4) adalah sebesar 0

- Pembayaran biaya tahunan untuk pertama kali wajib dilakukan paling lambat 6 (enam) bulan terhitung sejak tanggal diberi paten
- Pembayaran biaya tahunan untuk pertama kali meliputi biaya tahunan untuk tahun pertama sejak tanggal penerimaan sampai dengan tahun diberi Paten ditambah biaya tahunan satu tahun berikutnya.
- Pembayaran biaya tahunan selanjutnya dilakukan paling lambat 1 (satu) bulan sebelum tanggal yang sama dengan Tanggal Penerimaan pada periode perlindungan tahun berikutnya.
- Permohonan penundaan pembayaran biaya tahunan akan diterima apabila diajukan paling lama 7 hari kerja sebelum tanggal jatuh tempo pembayaran biaya tahunan berikutnya, dan bukan merupakan pembayaran biaya tahunan pertama kali.
- Dalam hal biaya tahunan belum dibayarkan sampai dengan jangka waktu yang ditentukan, Paten dinyatakan

dihapus

(12) PATEN INDONESIA

(11) IDS00003330 B

(19) DIREKTORAT JENDERAL KEKAYAAN INTELEKTUAL

(45) 03 November 2020

(51) Klasifikasi IPC⁸ : H 04B 1/00(2006.01), H 04L 25/00(2006.01)

(21) No. Permohonan Paten : S00201810810

(22) Tanggal Penerimaan: 20 Desember 2018

(30) Data Prioritas :
(31) Nomor (32) Tanggal (33) Negara

(43) Tanggal Pengumuman: 22 Maret 2019

(56) Dokumen Pemanding:
US 2002193085 A1
US 2009258612 A1

(71) Nama dan Alamat yang Mengajukan Permohonan Paten :
UPPM POLITEKNIK NEGERI UJUNG PANDANG
Jl. Perintis Kemerdekaan Km. 10
Makassar

(72) Nama Inventor :
Sirmayanti, S.T., M.Eng., P.hD., ID

(74) Nama dan Alamat Konsultan Paten :

Pemeriksa Paten : Yoko Setianto, S.T., M.Si.

Jumlah Klaim : 3

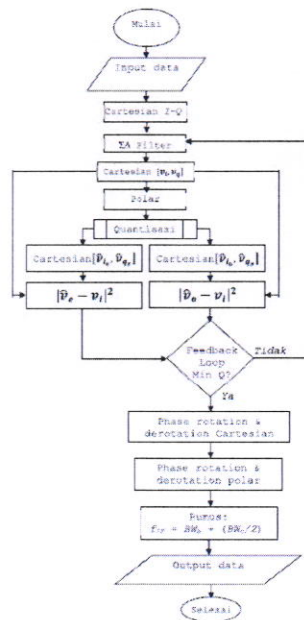
(54) Judul Invensi : METODE TUNING BASEBAND POSISI NOISE NULL

(57) Abstrak :

Invensi yang diusulkan adalah formula penyetelan pita dasar (*tuning baseband*) kanal band pada sinyal informasi dalam posisi level noise (noise floor) paling terendah atau nol noise (noise null) yaitu

$$f_{IF} = \left(BW_b + \left(\frac{BW_{ch}}{2} \right) \right).$$

Prinsip ini untuk memaksimalkan penerapan metode *tuning baseband* untuk meningkatkan skala dinamik (*dynamic range*) pemodelan *upconverter*. Pola skema ini diharapkan dapat mengantarkan sinyal yang diinginkan (*desired signal*) mencapai posisi frekuensi pusat f_c tepat berada pada noise null sementara distorsi harmoniknya akan tergeser menjauhi *desired signal* tersebut.



Deskripsi**METODE TUNING BASEBAND POSISI NOISE NULL****5 Bidang Teknik Invensi**

Invensi ini berhubungan dengan suatu metode penyetelan pita dasar (tuning baseband) kanal band pada spektrum sinyal informasi pemancar dalam posisi level noise (noise floor) paling terendah atau nol noise (noise null).

10

Latar Belakang Invensi

Salah satu indikator pengembangan *multi-mode band* komunikasi radio adalah kemampuan mencocokkan standar-standar tunggal pada sistem antarmuka udara komunikasi radio. Parameter yang dibutuhkan adalah standar tunggal melalui proses *digital signal processing* (DSP) yang selanjutnya sistem standar tunggal ini mampu bekerja dalam sistem intergasi radio perangkat lunak (software radio).

Software radio lebih mendekati pada penggantian fungsi tradisional radio analog dengan sistem DSP yang lebih fleksibel. Sebuah konsep baru sistem pemancar (transmitter, Tx) *radio frequency* (RF) kini telah diperkenalkan dengan menggunakan struktur *upconverter Sigma-Delta* ($\Sigma\Delta$) yang akan menggantikan struktur komponen analog seperti *low pass filter* (LPF), *modulator*, *band pass filter* (BPF), dan *local oscillator* (LO).

Performansi arsitektur *upconverter* ini dapat menjadi tolak ukur yang sangat penting dalam mengkonversi sinyal analog ke bentuk sinyal digital untuk mencapai efisiensi tinggi dan linearitas terbaik dalam men-drive kelas-kelas penguat daya *switch mode*. Skema tersebut dapat menghasilkan level noise (noise floor) paling terendah atau nol noise (noise null) tepat pada frekuensi pembawa f_c (*carrier frequency*) dan dari frekuensi detak f_{clock} (*clock frequency*).

Jika sinyal transmisi yang berada tepat pada f_c maka spektrum yang dihasilkan tidak akan memperoleh distorsi pengganggu sinyal. Namun demikian, sebagian besar sistem nirkabel mensyaratkan kesesuaian penyetelan (tunability) pada pita dasarnya pada semua frekuensi band. Persyaratan untuk $f_{clock} = 16$ GHz merupakan batas limit yang diimplementasikan pada konsep desain transmisi digital RF saat ini. Oleh karena itu, metode *tuning baseband* diharapkan memberikan solusi baru pada permasalahan ini.

Referensi perbandingan metode kesesuaian penyetelan pita dasar pada frekuensi band yang terkait produk distorsi pada spectrum sinyal dapat ditemukan pada hasil penemuan oleh ¹Ruotsalainen (2012). Metode yang digunakan adalah menggunakan filter dengan koefisien kompleks yaitu untuk menggeser *noise transfer function* (NTF) ke posisi nol di sekitar lingkaran unit ke frekuensi menengah (*intermediate frequency*, f_{IF}) baru. Berdasarkan sumber referensi tersebut, terdapat dua teknik solusi yang telah dilakukannya. Pertama: mengganti f_{clock} pada sirkuit *upconverter*. Kedua: mengaplikasikan f_{offset} (*frequency offset*) yakni frekuensi geser pada sinyal input dalam posisi *noise null*.

Teknik pertama memiliki kelemahan yang berdampak pada kesatuan waktu (*synthesized clock*) dan juga ketersediaan resolusi frekuensi yang tepat. Sedangkan teknik kedua merupakan solusi praktis dan mudah dilakukan karena f_{offset} dapat dibangkitkan pada sirkuit baseband yang sudah ada. Namun kedua teknik tersebut di atas masih tetap meninggalkan permasalahan distorsi (gangguan sinyal pengganggu yang tidak

¹ Ruotsalainen, H., Arthaber, H. dan Magerl, G., 2012. A new quadrature PWM modulator with tunable center frequency for digital RF transmitters. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 59(11), pp.756-760.

diinginkan) sehingga dalam spektrum band sinyal yang dihasilkan masih akan muncul gangguan-gangguan besar saat f_{clock} yang digeser.

5 Paten No ²US8204107B2 (2012) berjudul "*Bandwidth reduction mechanism for polar modulation*" mengklaim metode Polar dalam proses modulasi yang memodifikasi lintasan zero-crossing di domain sinyal *I-Q* yang bertujuan untuk pengurangan lebar kanal (bandwidth reduction) dalam modulasi fasa dan amplitude. Pada invensi ini, dalam rangka mengurangi
10 *bandwidth reduction* maka metode Polar hanya dipertahankan selama proses kuantisasinya sedangkan modulasinya menggunakan metode format Cartesian sehingga pencegahan dampak *bandwidth expansion* lebih dapat terlaksana atau menghasilkan *bandwidth reduction* yang ideal.

15

Ringkasan Invensi

Invensi yang diusulkan ini pada prinsipnya adalah memaksimalkan penerapan penyetelan pita dasar (tuning baseband) untuk meningkatkan skala dinamik sinyal pada
20 pemodelan *upconveter*. Pola skema ini diharapkan dapat mengantarkan sinyal yang diinginkan (*desired sinyal*) mencapai posisi frekuensi pusat tepat berada pada *noise null* sementara distorsi harmoniknya akan tergeser menjauhi *desired signal* tersebut.

25

Metode *upconverter* struktur $\Sigma\Delta$ adalah termasuk yang direkomendasikan dalam desain transmisi digital RF saat ini. Hal ini semakin memungkinkan dikembangkan sebuah perangkat

²Jingcheng Zhuang, Robert B. Staszewski, dan Khurram Waheed. Bandwidth reduction mechanism for polar modulation. Paten US8204107B2, 19 Juni 2012.

baru Tx-RF berbasis *software radio* yang berdaya sangat rendah dan dengan ukuran perangkat pemancar yang kecil. Teknologi Generasi 5 (G5) pada kisaran 20 Gbps dan konsep digitalisasi struktur pemancar yang terintegrasi dalam aplikasi *software defined radio* (SDR) akan dipersyaratkan sebagai struktur arsitektur dan infrastruktur terbaru berteknologi berdimensi kecil dan hanya membutuhkan energi daya yang kecil (*mWatt transmitter*).

10 Uraian Singkat Gambar

Untuk memudahkan pemahaman mengenai inti invensi ini, selanjutnya akan diuraikan perwujudan invensi melalui gambar-gambar terlampir.

Gambar 1, adalah struktur pemodelan RF-upconverter sisi pemancar (RF-Tx).

Gambar 2, adalah spektrum frekuensi hasil simulasi sebelum metode *tuning baseband*.

Gambar 3, adalah tahapan proses pemodelan melalui diagram alir flowchart.

Gambar 4, adalah spektrum frekuensi hasil simulasi setelah metode *tuning baseband*.

Uraian Lengkap Invensi

Uraian lengkap invensi dapat dilihat dapat penjelasan Gambar 1, Gambar 2, Gambar 3, dan Gambar 4 berikut ini.

Mengacu pada Gambar 1, ketiga blok struktur utama dapat akan diuraikan sebagai berikut:

- a) Blok $\Sigma\Delta$ filter memuat struktur *low-pass filter* $\Sigma\Delta$ berorder-2 ($\Sigma\Delta$ MOD2). Masing-masing input baseband I-Q akan melalui $\Sigma\Delta$ MOD2 yang berbeda $[u_i, u_q]$. Keluaran blok ini adalah dalam variabel $[v_i, v_q]$ format koordinat Cartesian.
- b) Blok Quantiser-Q adalah fungsi kuantisasi sinyal polar. Sebelum proses kuantisasi, sinyal baseband $[u_i, u_q]$ harus

dikonversi (blok Car-to-Pol) kedalam koordinat Cartesian menjadi polar dan akan menghasilkan variabel $[v_r, v_\theta]$. Metode konversi dapat dilakukan dengan persamaan umum $R = \sqrt{I^2 + Q^2}$ dan $\theta = \tan^{-1}\left(\frac{Q}{I}\right)$. Proses kuantisasi akan dilakukan secara terpisah baik yaitu untuk amplitude (blok Q_R) dan fasa (blok Q_θ) menghasilkan $[\hat{v}_r, \hat{v}_\theta]$.

c) Blok "Polar to PWM/PPM" adalah fungsi menghasilkan sinyal *waveform* RF (w_n). Luaran blok Quantiser format polar $[\hat{v}_r, \hat{v}_\theta]$ akan diteruskan ke dalam blok ini, sedangkan format Cartesian $[\hat{v}_i, \hat{v}_q]$ akan diteruskan ke unit *feedback* $\Sigma\Delta$ filter.

Proses *pulse width modulation/pulse position modulation* (PWM/PPM) memerlukan f_{clock} untuk menghasilkan nilai sampling RF berupa f_c . Sesuai dengan keluaran tiap-tiap sinyal maka sebuah variabel faktor *over sampling* digunakan dan disebut OSR_{RF} . OSR_{RF} ini dapat ditentukan melalui persamaan:

$$OSR_{RF} = f_{clock} / f_c$$

Jumlah tingkat kuantisasi, N_p , adalah setara fungsi dari OSR_{RF} yakni jumlah siklus waktu detak per periode bagi RF carrier ($N_p = OSR_{RF}$). Amplitudo dan fase dari bentuk gelombang dapat diperbarui dalam setiap penambahan setengah dari RF carrier yang memberikan tingkat frekuensi cuplik sampel, f_s , bagi filter $\Sigma\Delta$. Hal ini dapat ditentukan melalui persamaan:

$$f_s = 2f_c / i$$

dimana $i \geq 1$ adalah bilangan bulat positif. Biasanya nilai i dapat lebih besar dari satu ($i > 1$) karena sulitnya membuat filter $\Sigma\Delta$ berkecepatan tinggi.

Metode kuantisasi dari pewaktuan lebar pulsa merupakan sistem konversi sinyal baseband polar menuju ke RF menggunakan PWM/PPM yang memunculkan distorsi di sekitar spectrum keluaran (walaupun *noise floor*-nya sudah yang sangat

rendah dari pewaktuan lebar pulsa bernilai ganjil). Distorsi tersebut adalah sinyal harmonik yang muncul pada setiap skala frekuensi geser f_{offset} (f_{offset} menentukan jarak antara f_c ke sinyal utama). Bentuk sinyal harmonik tersebut adalah *image* 5 ($-f_{offset}$), harmonic +3 ($3f_{offset}$), harmonic +5 ($5f_{offset}$) dan seterusnya pada setiap posisi harmonik ganjil. Proses PPM merupakan hal yang paling krusial penyebab utama fenomena ini. Perubahan sebuah sinyal fasa diwakili oleh perubahan posisi pulsanya dan posisi awal pulsa tersebut (*pulse edge*) 10 harus tepat terjadi pada awal pulsa periode (*digital timing*).

Mengacu pada Gambar 2, hasil menunjukkan sejumlah kanal dalam posisi f_{offset} yang berbeda. Sangat terlihat bahwa terjadi tumpah tindih antara beberapa kanal dengan harmonik dari kanal lain (interferensi) yang menduduki frekuensi yang 15 sama. Walaupun akan digunakan filter yang baik nantinya, namun kondisi ini belum mampu mengatasi gangguan distorsi ini secara keseluruhan.

Dalam konsep pengembangan pemancar Tx-RF dengan struktur $\Sigma\Delta$ yang disebut Cartesian $\Sigma\Delta$, fenomena *noise shaping* terjadi 20 pada blok awal Tx-RF yakni pada $\Sigma\Delta$ modulatornya. Sedangkan fenomena harmonik terjadi pada blok "PWM/PPM" akibat proses konversi polar kuantisasi menjadi lebar pulsa.

Mengacu pada Gambar Gambar 3, merupakan diagram alir tentang tahapan proses-proses metode *tuning baseband*. Yaitu 25 dimulai dengan memasukkan data input awal berupa data sinyal masukan *orthogonal frequency division modulation* (OFDM) dari beberapa deretan binari pulsa, kemudian mengkonversi format data input ke dalam model Cartesian I - Q untuk mendapatkan format pengelolaan data input ke unit filter. Berikutnya 30 adalah melaksanakan pemodulasian berbasis $\Sigma\Delta$ dilaksanakan secara kontinyu untuk memperoleh *noise shaping* dan *noise cancellation* pada seluruh data input, hasilnya yaitu format model Cartesian baru dalam bentuk v_i (variable sinyal termodulasi I) dan v_q (variable sinyal termodulasi Q). Tahapan

berikutnya yaitu mengubah model Cartesian v_i dan v_q ke dalam model polar v_r (variable amplitude) dan v_θ (variable fasa). Selanjutnya adalah mengkuantisasi model polar v_r dan v_θ untuk menghasilkan dua bentuk hasil kuantisasi genap (Cartesian v_{ie} dan v_{qe}) dan kuantisasi ganjil (Cartesian v_{io} dan v_{qo}). Dalam memudahkan menentukan hasil yang baik maka perlu mendapatkan nilai absolut pada masing-masing Cartesian v_{ie} dan v_{qe} serta Cartesian v_{io} dan v_{qo} sehingga memudahkan penentuan nilai minimal dari masing-masing hasil sinyal termodulasi. Proses selanjutnya adalah menentukan hasil kuantisasi minimal (min Q) sebagai hasil proses terkuantisasi terbaik, jika tidak dipenuhi (min Q) maka akan digunakan sebagai *loop feedback* ke unit filter. Proses penting berikut adalah menentukan variable rotasi fasa (phase rotation) dan derotasi fasa (phase derotation) dalam bentuk model Cartesian, kemudian menentukan variable rotasi fasa (phase rotation) dan derotasi fasa (phase derotation) dalam bentuk model polar. Proses ini kemudian akan menghasilkan *tuning baseband* terbaik pada posisi *noise null full* (no noise) dengan menggunakan rumus

$$f_{IF} = \left(BW_b + \left(\frac{BW_{ch}}{2} \right) \right),$$

jika tidak terpenuhi maka akan diproses ulang *loop feedback* dari unit filter pemodulasi berbasis $\Sigma\Delta$. f_{IF} adalah frekuensi menengah (intermediate frequency), BW_b adalah lebar pita seluruh band *desired signal*, BW_{ch} adalah lebar pita pada tiap satu kanal.

Mengacu pada Gambar 4, adalah hasil setelah dilaksanakan metode *tuning baseband* berdasarkan urutan proses yang ditunjukkan dari Gambar 3. Sebuah $BW_b = 70$ MHz dengan kanalisasi $BW_{ch} = 10$ MHz (bandwidth normal masing-masing sebesar 0,137 dan 0,02) dianggap sebagai putaran fase kompleks yang diterapkan pada sinyal input baseband (s). Hal ini akan mengimbangi frekuensi sinyal keluaran (u) ke posisi saluran yang diinginkan oleh f_{offset} , sehingga diperoleh persamaan:

$$u = \exp\left(j x \frac{2\pi}{f_s} x f_{offset} x n\right) s$$

dimana diketahui $u = (u_i + ju_q)$, $s = (s_i + js_q)$ dan n adalah nomor sampel. Contoh pada Gambar 2, saluran 4 ($f_{offset} = 0$) menunjukkan terjadi distorsi kecil sekitar 56 dB di bawah sinyal band yang mempengaruhi dua posisi saluran terdekat yang berdekatan. Dalam mengimbangi frekuensi sebesar 10 MHz ke saluran berikutnya (saluran 3) memungkinkan proses identifikasi sejumlah komponen dengan distorsi besar. Nampak pada gambar di saluran 5, harmonik urutan ke-3 di saluran 7 dan + 3 harmonik urutan di saluran 1. Urutan distorsi ke-3 menghasilkan komponen sinyal palsu di band tersebut sekitar 41 dB di bawah carrier, yang 14 dB lebih dari yang dihasilkan oleh saluran 4. Ketika f_{offset} meningkat demikian juga besarnya keluaran sinyal palsu. Saluran 1, di tepi pita telah nampak hasil komponen sinyal palsu terbesar. Saluran 7, beberapa 35,5 dB di bawah operator adalah band yang paling nampak bermasalah.

Secara detail seperti ditunjukkan pada Gambar 4, maka terdapat dua skenario kemungkinan hasil yaitu

Jika seluruh band digeser oleh frekuensi menengah, [$f_{IF} > (BW_b/2)$], maka semua saluran akan berada di satu sisi frekuensi pusat pembawa, f_c , dan semua gambar-gambar pengganggu (sinyal palsu) akan berada jauh di sisi lain f_c dan oleh karenanya dapat keluar dari band yang ditargetkan selama ini,

Jika frekuensi menengah bergeser oleh $f_{IF} > BW_b$ saja maka semua komponen distorsi harmonik +3 akan keluar dari band karena sebenarnya mereka telah bergeser sebanyak 3 kali lipat jauhnya.

Oleh karenanya pada analisa ini dapat ditunjukkan bahwa dengan melaksanakan pergeseran cukup sejauh setengah saja dari masing-masing saluran saja, atau diformulakan sebagai:

$$f_{IF} = \left(BW_b + \left(BW_{ch}/2\right)\right).$$

Contoh dalam hal ini adalah pergeseran $70 + 5 = 75\text{MHz}$ seperti yang ditunjukkan pada hasil Gambar 4.

Meskipun dengan demikian distorsi telah dihapus namun band yang diinginkan masih berada dalam posisi bukan *noise null*. Untuk mengatasi masalah ini maka perlu dilaksanakan lagi pergeseran *noise null* tersebut ke tempat frekuensi baru. Metode baru yang dilaksanakan disini adalah dengan menggeser seluruh band sinyal ke frekuensi f_{IF} baru dan melibatkan penerapan rotasi frekuensi (phase rotation) f_{IF} tersebut sebagai input ke unit kuantisasi dan kemudian membalikkan rotasi fasa (phase derotation) di jalur umpan balik.

Rotasi fase diberikan melalui persamaan:

$$X = \exp(j\delta) \times V \quad \text{dan}$$

$$\delta = \left(\frac{f_{IF} \times 2\pi}{f_s} \right) \times n : \text{Mod}2\pi \in [-\pi, \pi),$$

di mana $X = (X_I + j X_Q)$ dan $V = (V_I + j V_Q)$ dalam bentuk format model Cartesian. Dengan cara ini sinyal output adalah berdasarkan frekuensi bergeser tersebut namun filter $\Delta\Sigma$ tetap masih menganggap sinyal baseband tetap sama dan oleh karena itu tidak memerlukan tambahan koefisien kompleks. Meskipun demikian, hasil ini tetap menunjukkan penurunan level noise sebanyak 52 dB berada dibawah sinyal pembawa seluruh posisi kanal.

25

30

Klaim

1. Metode penetapan penyetelan pita-dasar (tuning baseband) dalam posisi level noise (noise floor) paling terendah atau nol noise (noise null) yang terdiri dari tahap-tahap:
 - 5 Memasukkan data input awal berupa data sinyal masukan OFDM dari beberapa deretan binary pulsa,
 - Mengkonversi format data input ke dalam model Cartesian I - Q untuk mendapatkan format pengelolaan data input ke unit filter,
 - 10 Pemodulasian berbasis $\Sigma\Delta$ dilaksanakan secara kontinyu untuk memperoleh *noise shaping* dan *noise cancellation* pada seluruh data input, yang menghasilkan format model Cartesian baru dalam bentuk v_i (variable sinyal termodulasi I) dan v_q (variable sinyal termodulasi Q),
 - 15 Mengubah model Cartesian v_i dan v_q ke dalam model polar v_r (variable amplitude) dan v_θ (variable fasa) untuk memudahkan analisis matematika sebagai syarat input Polar bagi proses kuantisasi ini,
 - 20 Mengkuantisasi model polar v_r dan v_θ untuk menghasilkan dua bentuk hasil kuantisasi genap (Cartesian v_{ie} dan v_{qe}) dan kuantisasi ganjil (Cartesian v_{io} dan v_{qo}) berdasarkan periode siklus waktu detak,
 - 25 Pemisahan hasil kuantisasi untuk mengelompokkan siklus detak genap dan siklus detak ganjil,
 - Mendapatkan nilai absolut pada masing-masing Cartesian v_{ie} dan v_{qe} dan Cartesian v_{io} dan v_{qo} sehingga memudahkan penentuan nilai minimal dari masing-masing hasil sinyal termodulasi,
 - 30 Menentukan minimal hasil kuantisasi (min Q) sebagai hasil proses terkuantisasi terbaik, jika tidak dipenuhi (min Q) maka akan digunakan sebagai *loop*

feedback ke unit filter sampai ditemukan nilai absolut minimum,

Menentukan variable rotasi fasa (phase rotation) dan derotasi fasa (phase derotation) dalam bentuk model Cartesian untuk mendapatkan posisi null full terbaik dalam kisaran bandwidth yang diinginkan, yang mencakup menentukan variable rotasi fasa (phase rotation) dan derotasi fasa (phase derotation) dalam bentuk model polar,

Menghasilkan metode *tuning baseband* terbaik pada posisi null full dengan menggunakan rumus

$$f_{IF} = \left(BW_b + \left(BW_{ch}/2 \right) \right),$$

dimana f_{IF} adalah frekuensi menengah (intermediate frequency), BW_b adalah lebar pita seluruh band *desired signal*, BW_{ch} adalah lebar pita pada tiap satu kanal, sehingga menghasilkan posisi noise null yang terbaik dalam spectrum sinyal informasi pemancar.

2. Metode penetapan penyetelan pita-dasar (tuning baseband) dalam posisi *noise null* menurut klaim 1, dimana penghasilan *tuning baseband* terbaik pada posisi null full dengan menggunakan rumus $f_{IF} = \left(BW_b + \left(BW_{ch}/2 \right) \right)$ tersebut, nilai f_{IF} , BW_b , dan BW_{ch} yang akan menentukan keberhasilan tuning, f_{IF} adalah frekuensi menengah (intermediate frequency), BW_b adalah lebar pita seluruh band *desired signal*, BW_{ch} adalah lebar pita pada tiap satu kanal.

3. Metode penetapan penyetelan pita-dasar (tuning baseband) dalam posisi *noise null* menurut klaim 1, dimana metode penerapan tersebut dapat digunakan pada implementasi desain transmisi digital RF saat ini pada kisaran $f_{clock} = 16$ GHz.

Abstrak**METODE TUNING BASEBAND POSISI NOISE NULL**

Invensi yang diusulkan adalah formula penyetelan pita dasar
5 (*tuning* baseband) kanal band pada sinyal informasi dalam
posisi level noise (noise floor) paling terendah atau nol
noise (*noise null*) yaitu

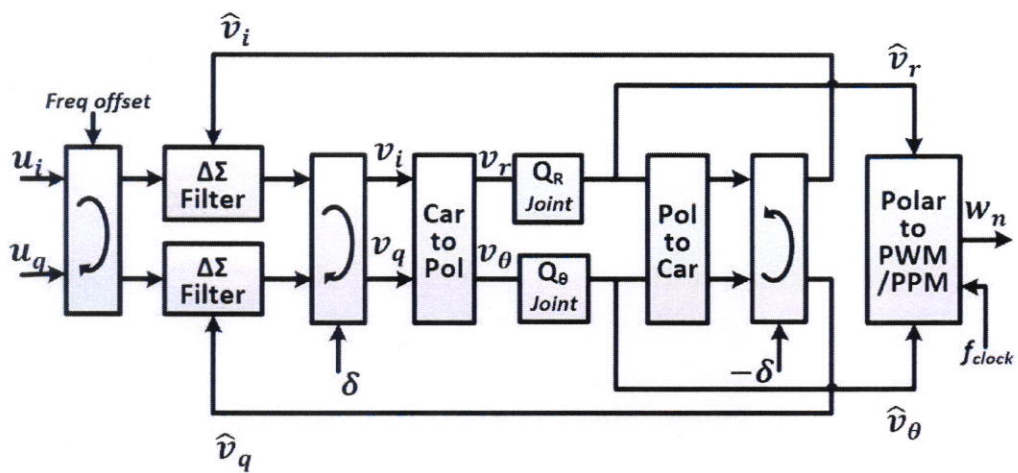
$$f_{IF} = \left(BW_b + \left(\frac{BW_{ch}}{2} \right) \right).$$

Prinsip ini untuk memaksimalkan penerapan metode *tuning*
10 *baseband* untuk meningkatkan skala dinamik (*dynamic range*),
pemodelan *upconveter*. Pola skema ini diharapkan dapat
mengantarkan sinyal yang diinginkan (*desired signal*) mencapai
posisi frekuensi pusat f_c tepat berada pada *noise null*
sementara distorsi harmoniknya akan tergeser menjauhi *desired*
15 *signal* tersebut.

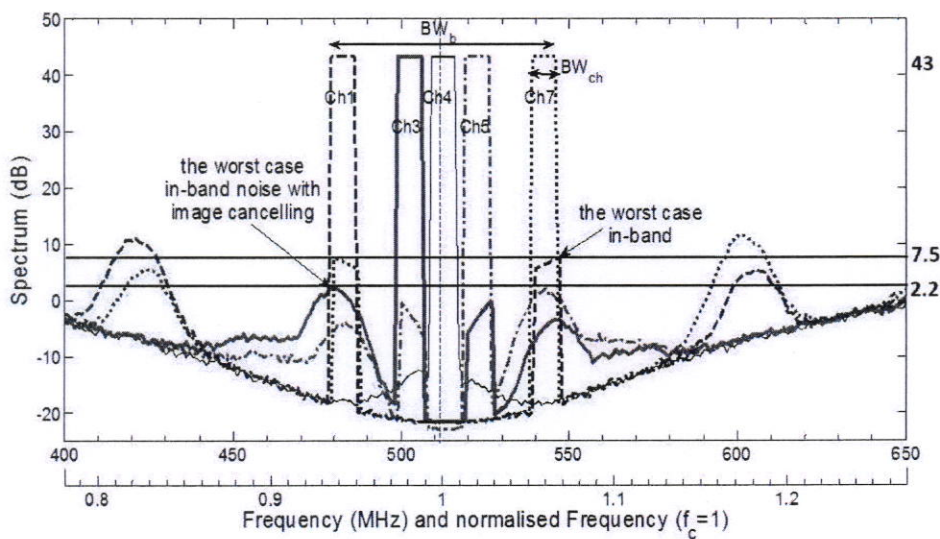
20

25

30

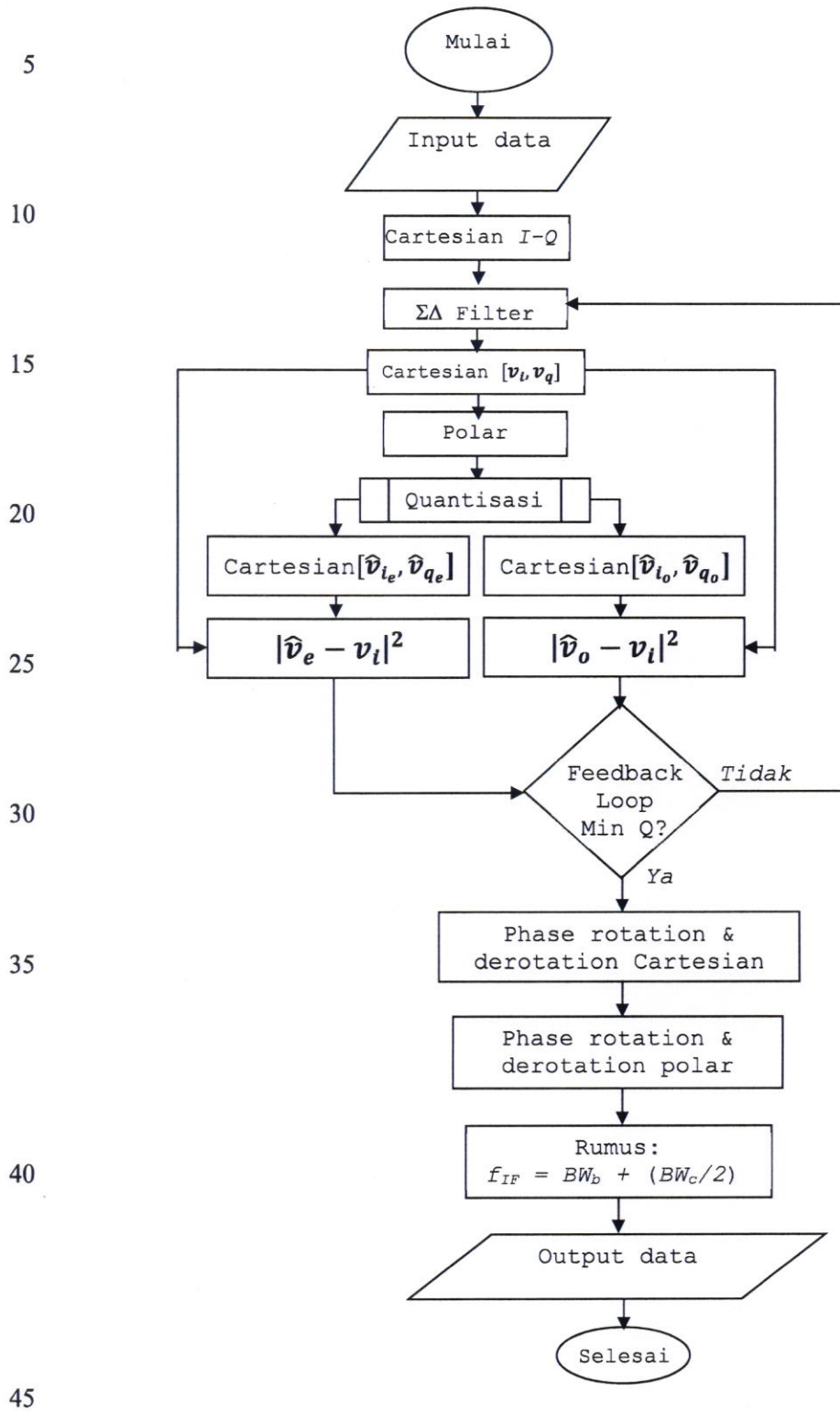


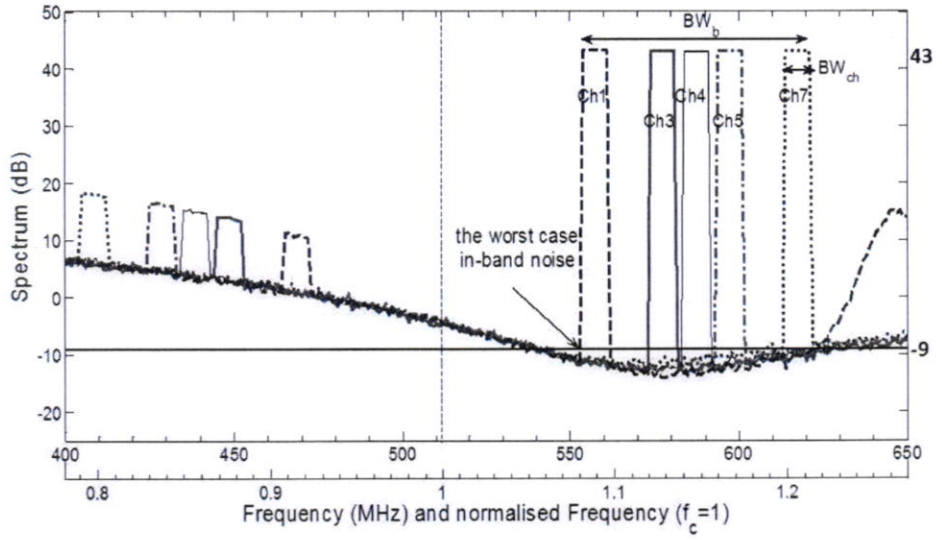
5



10

②





15