



REPUBLIK INDONESIA
KEMENTERIAN HUKUM DAN HAK ASASI MANUSIA

SURAT PENCATATAN CIPTAAN

Dalam rangka perlindungan ciptaan di bidang ilmu pengetahuan, seni dan sastra berdasarkan Undang-Undang Nomor 28 Tahun 2014 tentang Hak Cipta, dengan ini menerangkan:

Nomor dan tanggal permohonan : EC00201858741, 12 Desember 2018

Pencipta

Nama : **Sirmayanti, S.T., M.Eng., P.hD, Prof. Mike Faulkner,**
Alamat : Jl. Dg Ramang, Komp. Griya Mulia Asri F1, Makassar, Sulawesi Selatan, 90243
Kewarganegaraan : Indonesia

Pemegang Hak Cipta

Nama : **UPPM Politeknik Negeri Ujung Pandang**
Alamat : Jl. Perintis Kemerdekaan Km 10, Tamalanrea, Makassar, Sulawesi Selatan, 90245
Kewarganegaraan : Indonesia
Jenis Ciptaan : **Karya Tulis (Artikel)**
Judul Ciptaan : **Analisis Prediksi Lokasi Distorsi Harmonik Pada Struktur RF-Upconverter**
Tanggal dan tempat diumumkan untuk pertama kali di wilayah Indonesia atau di luar wilayah Indonesia : 20 Oktober 2017, di Makassar
Jangka waktu perlindungan : Berlaku selama 50 (lima puluh) tahun sejak Ciptaan tersebut pertama kali dilakukan Pengumuman.
Nomor pencatatan : 000128367

adalah benar berdasarkan keterangan yang diberikan oleh Pemohon.

Surat Pencatatan Hak Cipta atau produk Hak terkait ini sesuai dengan Pasal 72 Undang-Undang Nomor 28 Tahun 2014 tentang Hak Cipta.

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



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

Analisis Prediksi Lokasi Distorsi Harmonik pada Struktur RF-Upconverter

Sirmayanti Sirmayanti, Mike Faulkner

Abstrak

Sebuah analisis matematika terbaru dalam memprediksi ukuran besarnya produk distorsi dari sinyal output proses konversi akan menjadi kajian pembahasan dalam makalah ini. Proses sinyal up-conversion adalah mengubah baseband digital dari baseband analog menjadi sinyal frekuensi radio (RF). Ketika baseband sinyal melibatkan frequency offsetting maka kemudian terjadilah sejumlah produk distorsi yang dapat mengurangi dynamic range sehingga mengakibatkan sulitnya untuk memenuhi persyaratan spectrum mask dalam band operasi. Makalah ini akan berfokus pada metode analisis matematika baru menggunakan rentang frekuensi kontinu dan hanya berlaku untuk nada sisi tunggal (single side band), dengan amplitudo konstan ke setiap nilai frekuensi offset. Kontribusi baru pada hasil analisis ini adalah dimulai pada menghasilkan sinyal gerbang (gate signal) dan konvolusi dari sinyal gerbang (convolution of the gate signal) ke sinyal pembawa referensi (the reference carrier signal). Hasil penelitian ini menunjukkan adanya kesamaan pendekatan hasil simulasi dan perhitungan lokasi prediksi dari distorsi.

1. Pendahuluan

Transmisi nirkabel digital berarti menyangkut desain pemancar digital. Dalam rangka menuju desain pemancar digital maka akan memerlukan keseluruhan komponen digital. Transmisi nirkabel digital akan mendukung sistem nirkabel digital yang konektivitasnya tertuju pada pengembangan standar nirkabel dengan efisiensi energi yang lebih tinggi termasuk bandwidth yang lebih luas, kecepatan data yang lebih tinggi, linearitas dan dinamika sinyal. Sistem perangkat nirkabel pemancar-penerima (transceiver) tradisional kebanyakan saat ini dirancang dengan penguat daya frekuensi radio (RF-PAs) yang masih tidak dapat dioperasikan dengan bentuk gelombang *switching input*. Dalam hal ini bahwa teknik *switched-mode power amplifier* (SMPA) secara teoritis mungkin dapat meningkatkan efisiensi daya, namun SMPA memerlukan sederetan pulsa murni yang dihasilkan dari representasi polar dari sinyal baseband yang ditransmisikan [1]. Hal inilah yang telah memotivasi sebuah arsitektur pemancar terbaru yang didasarkan pada arsitektur pemancar Cartesian Sigma Delta ($\Sigma\Delta$) sebagaimana yang diusulkan dalam penelitian ini.

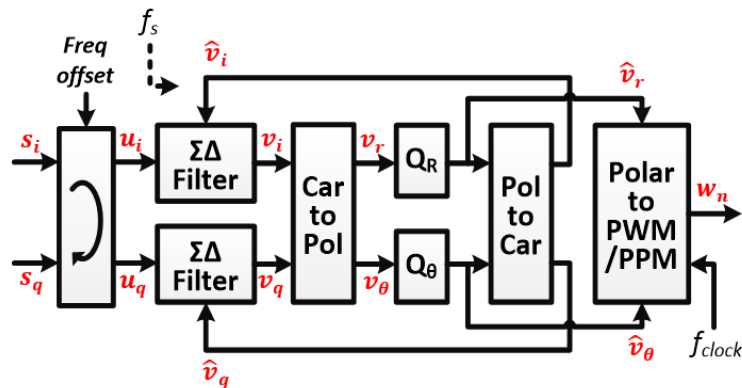
Hasil penelitian yang paling relevan sesuai tujuan penelitian ini telah disajikan dalam [2]. Pada model ini, skema yang digunakan mengoperasikan struktur digital $\Sigma\Delta$ yang menggantikan komponen analog dari arsitektur pemancar tradisional. Hasilnya bahwa pada spektrum baseband telah menunjukkan ekspansi bandwidth yang dapat dihindari dengan menggunakan kuansisasi polar ke dalam struktur Cartesian. Namun, selain telah dapat mengurangi ekspansi bandwidth, struktur Cartesian $\Sigma\Delta$ masih dapat menyebabkan komponen spektral yang tidak diinginkan akibat proses *pulse width modulation/pulse position modulation* (PWM/PPM). Teknik PWM/PPM digunakan untuk mengontrol amplitudo dan fase pembawa RF. Namun, sifat persegi panjang dari pulsa output menghasilkan sejumlah harmonik yang tidak diinginkan dan produk distorsi seperti *image*, harmonik +3, harmonik -3 dan harmonik pada orde ganjil rendah lainnya [3-5].

Bassoo dkk dalam penelitiannya pada [2] secara matematis menunjukkan bahwa *single side band* (SSB) memodulasi *tone* sehingga menyebabkan produk distorsi dan pada hasil ini dinyatakan pula bahwa proses di blok PPM terbukti bertanggung jawab atas penyebab terjadinya distorsi ini [2, 6]. Untuk pengoperasian sinyal pembawa tunggal, peningkatan frekuensi offset juga dapat meningkatkan komponen spektral yang tidak diinginkan. Dalam beberapa sumber literatur lain, Routsalainen dkk di [7-8] menunjukkan bahwa offset frekuensi yang lebih besar menyebabkan noise *image* ikut terlipat masuk dalam band tertentu. Mereka juga telah meneliti lebih lanjut akan sebuah solusi melalui penggunaan filter pembentuk noise (noise shaping filters) yang kompleks dalam rangka untuk memindahkan noise utama menjadi nol (null) dan menekan

noise *image* [7], dan kemudian solusi lainnya yaitu dengan menggunakan penundaan pecahan (fractional delay) di jalur umpan baliknya [8].

Manajemen distorsi dan noise adalah kunci sekaligus tantangan utama dalam konsep desain usulan ini, seperti misalnya persyaratan dalam ketahanan untuk mencapai sistem transmisi efisiensi tinggi. Teknik $\Sigma\Delta$ dapat membentuk noise sehingga jauh dari band pembawa kemudian berikutnya akan dihapus kedalam filter *band-pass* [9] dan membuatnya cocok untuk aplikasi akuisisi data presisi tinggi [10], tetapi kemampuan pengaturannya (tunability) tetap menjadi masalah [6]. Hasil penelitian kami sebelumnya di [6], bahwa metode tuning akan sangat cocok untuk skema ini dengan konsep kuantisasi polar beresolusi tinggi, seperti halnya pada *waveform mode-PWM Cartesian $\Sigma\Delta$* [3-5]. Dengan metode ini, hasilnya akan memulihkan banyak *dynamic range* melebihi pita operasi.

Tulisan pada makalah ini akan fokus pada metode analisis matematika untuk menentukan distorsi harmonik pada output blok 'Polar to PWM/PPM', seperti yang ditunjukkan pada Gambar 1. Metode pendekatan pada literature [2] akan diikuti setelah dilakukan modifikasi untuk meningkatkan analisis ini. Unsur kebaruan dari analisis ini akan dibahas pada bagian Hasil dan Analisis (bagian 3.1 & 3.2).



Gambar 1. Skema Cartesian $\Sigma\Delta$ dengan mengaplikasikan skenario baseband tuning dan skema kuantisasi ganjil [3-6].

Semua produk distorsi akan berdampak mengurangi jangkauan dinamis (dynamic range) dan akan mempersulit untuk memenuhi persyaratan *spectrum mask* dalam pita operasi. Sejumlah produk distorsi (sinyal palsu) akan menjadi jelas penampakannya dalam spektrum output dari blok 'polar menjadi PWM/PPM'. Cermin *image* dan harmonik terjadi karena bentuk pulsa persegi panjang ikut terlipat dalam band dan menyebabkan gangguan pada saluran yang berdekatan dan sistem kanal-kanal berdekatan sekitarnya [6].

Seperti yang dapat kita lihat dari Gambar 1, sinyal input dari baseband kompleks *I-Q*, (s_i, s_q) , diubah menjadi representasi polar, $R = \sqrt{I^2 + Q^2}$ dan $\theta = \tan^{-1}\left(\frac{Q}{I}\right)$. Filter $\Sigma\Delta$ secara independen digunakan untuk mengukur masing-masing kuantisasi sinyal amplitudo (R) dan fase (θ). Output dari quantiser ini (\hat{v}_i, \hat{v}_q) kemudian diumpungkan kembali ke filter $\Sigma\Delta$ yang sesuai. Selanjutnya, sinyal terkuantisasi ($\hat{v}_r, \hat{v}_\theta$) juga dikirim melalui konverter blok 'Polar to PWM/PPM' untuk menghasilkan gelombang pulsa yang sesuai. Di blok ini output pulsa akhir dari blok 'Polar to PWM/PPM' (w_n) akan dimasukkan ke SMPA dan *band pass filter* (BPF).

2. Metode Penelitian

Metode penelitian ini didasarkan pada hasil analisis [2] dan secara teknis tulisan ini menggunakan persamaan derivasi yang sama (bagian 2.1) untuk sinyal pembawa referensi $\check{\mathbf{S}}_k(\mathbf{f})$ seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2 dan Gambar 3. Kemudian, dua skenario untuk skema quantisation ganjil [3-6] dan skema quantisation genap [2] dipilih untuk hasil perbandingan.

Teknik ini membutuhkan frekuensi pembawa (f_c) yang secara harmonis terkait dengan jumlah frekuensi clock (f_{clock}). f_{clock} per periode pembawa RF (f_c) menetapkan jumlah ketersediaan poin kuantisasi untuk masing-masing amplitudo dan fasa, Q_R dan Q_θ . Sinyal terkuantisasi amplitudo (\hat{v}_r) ditentukan oleh jumlah lebar pulsa atau tingkat level kuantisasi N_A . Sinyal terkuantisasi fase (\hat{v}_θ) ditentukan oleh jumlah posisi pulsa atau kuantisasi fase dari N_P . Deretan nilai pulsa lebar dan pulsa posisi diperbarui setelah periode K dari pembawa RF. Faktor K adalah

hubungan tetap antara frekuensi sampel $\Sigma\Delta$, f_s , dan frekuensi pembawa nominal f_c . Asumsi bahwa $K \geq 1$ (lihat Persamaan (10) dalam [4]), sehingga akan diperoleh persamaan:

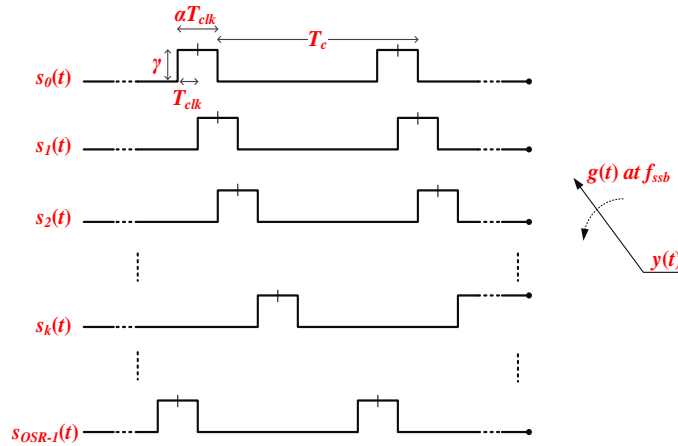
$$K = \frac{f_c}{f_s} \quad (1)$$

Analisis matematis didasarkan pada nada SSB *tone* tunggal di mana masing-masing band pembawa sisi atas (*upper side band*, USB) atau band pembawa sisi bawah (*lower side band*, LSB) dihasilkan melalui frekuensi, $(f_c + f_{ssb})$ or $(f_c - f_{ssb})$ Hz. Frekuensi band sisi, f_{ssb} , ditentukan oleh kemiringan (slope) fase $\left(\frac{\partial\theta}{\partial t}\right)$, sehingga

$$f_{ssb} = \frac{1}{2\pi} \frac{\partial\theta}{\partial t} \quad (2)$$

Setelah proses kuantisasi dengan *step size* ($\Delta\theta$), fase ini secara linier akan naik dan berubah menjadi sinyal tangga dengan *rasio oversampling* (OSR_{RF}) dalam 2π radian, maka

$$\Delta\theta = \frac{2\pi}{OSR_{RF}} \quad (3)$$



Gambar 2. Osilator fase bergeser penghasil signal SSB [2].

Gambar 2 menunjukkan pembangkitan SSB dari bank osilator fase bergeser. Setiap osilator memiliki output dari kuantisasi fase $s(t)$. $s(t)$ adalah fase terkuantisasi pertama yang diikuti dengan oleh $s_k(t)$, dimana $k = 0, 1, \dots, (OSR_{RF} - 1)$. Jadi, $s_1(t)$ misalnya sebagai contoh, adalah $s_0(t)$ tertunda (versi delay) oleh T_{clk} . Setiap bentuk gelombang, $s_k(t)$, dipilih untuk suatu periode oleh T_g . Oleh karena itu, terdapat periode OSR_{RF} di setiap periode sinyal pembawa, dan hal ini dapat ditulis dengan

$$T_c = T_{clk} \times OSR_{RF} \quad (4)$$

Di sini, ekspresi untuk sinyal keluaran $s_k(t)$ adalah,

$$s_k(t) = s(t + kT_{clk}) \quad (5)$$

Selama proses PWM/PPM, PWM akan mempertahankan konstanta lebar pulsa (αT_{clk}) dari amplitudo termodulasi dan PPM akan mengontrol kenaikan (atau penurunan) posisi pulsa dari fase termodulasi. Akibatnya, semua osilator memiliki lebar pulsa yang sama, αT_{clk} pada frekuensi f_c .

Selain itu lebih lanjut lagi, terdapat switch yang berotasi pada kecepatan konstan dari f_{ssb} *rotations/sec* untuk mendapatkan output $y(t)$. Saklarnya beroperasi dalam arah berlawanan arah jarum jam untuk menunda sinyal selama 2π radian dalam $T_{ssb} (= \frac{1}{f_{ssb}})$ detik. Frekuensi $y(t)$ adalah $(f_c - f_{ssb})$. Saklar harus berotasi searah jarum jam untuk menghasilkan $f_c + f_{ssb}$ (USB). T_g adalah durasi setiap osilator OSR_{RF} yang terhubung (atau gate) ke output. Sehingga diperoleh persamaan

$$T_g = \frac{T_{ssb}}{OSR_{RF}} \quad (6)$$

Gambar 2 secara fungsional mirip dengan Gambar 3 yang menunjukkan proses pembangkitan sinyal SSB dari input $s(t)$ dan $g(t)$, sehingga analisis matematikanya dapat dinyatakan secara lebih rinci. Bentuk gelombang $s_0(t)$ dan $g_0(t)$ masing-masing dihasilkan dari oscillator referensi masukan oleh $s(t)$ dan $g(t)$. Demikian pula untuk $s_k(t), g_k(t)$ yakni bentuk gelombang *gate* secara efektif memilih setiap $s_k(t)$ output secara bergantian, yaitu

$$g_k(t) = g(t + kT_g) \quad (7)$$

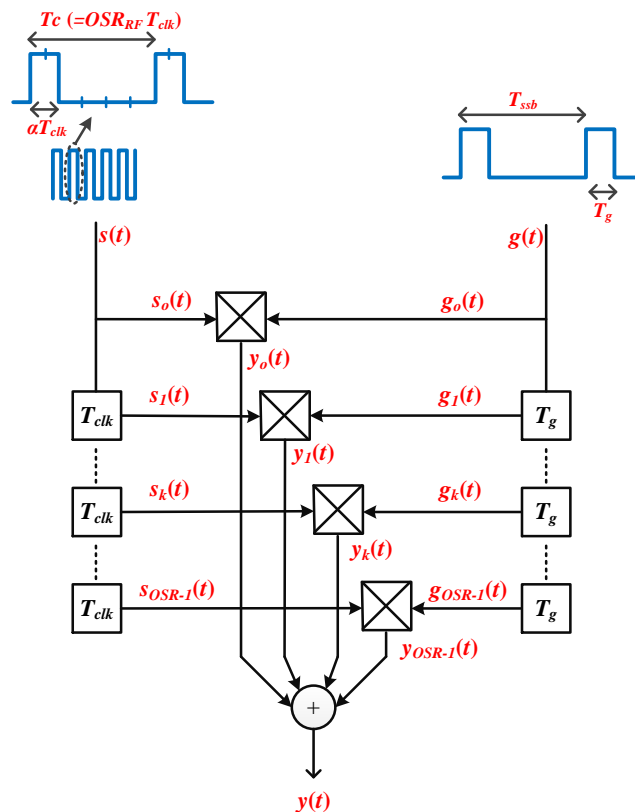
Oleh karena itu, output dari gerbang *gate-k* dituliskan dengan

$$y_k(t) = s_k(t) g_k(t) \quad (8)$$

dan total output $y(t)$ adalah penjumlahan dari semua gerbang output multipleks OSR_{RF} , yaitu berupa

$$y(t) = \sum_{k=0}^{OSR_{RF}-1} y_k(t) \quad (9)$$

Dalam hal ini, $\tilde{Y}(f) = F\{y(t)\}$ dihitung pada domain frekuensi menggunakan transformasi Fourier.



Gambar 3. Analisis matematika untuk pembangkitan SSB [2].

2.1 Referensi Sinyal Pembawa $\tilde{S}_k(f)$

$s_0(t)$ adalah sinyal pembawa referensi. Karena referensi ini berupa sinyal pulsa berulang (repeating signal) sehingga sifat-sifat metode deret Fourier diskrit dapat digunakan untuk menghitung spektrum. $s_0(t)$ dapat diformulasikan dengan

$$\tilde{S}_0(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} S_0(n)\delta(f - nf_c) \quad (10)$$

dimana

$$S_0(n) = \frac{\gamma \times \alpha T_{clk}}{T_c} \text{sinc}\left(\frac{n \times \alpha T_{clk}}{T_c}\right) \quad (11)$$

adalah deret Fourier dari deretan pulsa $s_0(t)$.

Fungsi sinc pada $S_0(n)$ bertujuan untuk mengontrol amplitudo dari serangkaian fungsi delta pada setiap harmonik f_c . Sekarang $S_k(n)$ dapat didefinisikan dengan menggunakan properti penggeser waktu (time shifting property) Transformasi Fourier dari $S_0(n)$,

$$S_k(n) = S_0(n)e^{\frac{j2\pi nk}{OSRRF}} \quad (12)$$

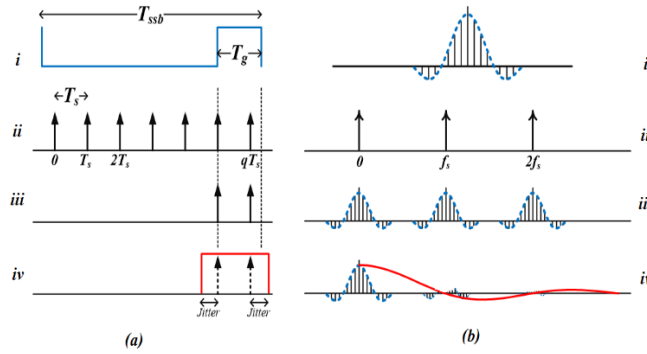
Oleh karena itu, sinyal pembawa referensi dengan spektrum dari versi gelombang yang tertunda dapat ditulis sebagai

$$\tilde{S}_k(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} S_0(n)e^{\frac{j2\pi nk}{OSRRF}} \delta(f - nf_c) \quad (13)$$

3. Hasil dan Analisis

3.1 Sinyal Gate $\tilde{G}_k(f)$

Kontribusi baru analisis makalah ini dimulai di sini. Semua analisis pada hasil sebelumnya [2] hanya berlaku untuk beberapa frekuensi diskrit karena diasumsikan bahwa periode gelombang gate SSB adalah jumlah cuplikan dalam bilangan bulat. Semua pendekatan analisis dalam studi ini adalah ke setiap nilai f_{ssb} (f_{offset}). Seperti dapat dilihat pada Gambar 4 dimana menggambarkan bagaimana menganalisa kondisi sinyal gate $\tilde{G}_k(f)$.



Gambar 4. Pembangkitan sinyal gate. (a) dalam domain waktu, (b) dalam domain frekuensi, (i) sinyal masukan, (ii) fungsi cuplik (sampling), (iii) cuplik *image*, (iv) $\tilde{G}_0(f)$ sinyal keluaran.

Perlu diperhatikan bahwa $g_0(t)$ didefinisikan sebagai tepi gelombang deretan sinyal *gate* SSB. Ketika tidak dikuantisasi di jaring cuplik maka akan mengalami *jitter*. Gambar 4 (i) mengilustrasikan input *gate* yang diinginkan, $g_0(t)$. Sinyal dan spektrum $g_0(t)$ diilustrasikan pula berupa deret Fourier dari pulsa yang berulang $g_0(t)$ dari periode T_{ssb} . $\tilde{G}_k(f)$ terdiri dari harmonik f_{ssb} ($= \frac{1}{T_{ssb}}$) yang dibentuk dari fungsi *sinc* sehingga nol pada $\frac{1}{T_g}$. $\tilde{G}_k(f)$ dapat diperoleh dengan

$$\tilde{G}_k(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} G_k(m)\delta(f - mf_{ssb}) \quad (14)$$

dimana

$$G_0(m) = \frac{1}{OSRRF} \text{sinc}\left(\frac{m}{OSRRF}\right) \quad (15)$$

dan versi gelombang yang tertunda dari $G_0(m)$ dapat ditulis dengan

$$G_k(m) = G_0(m)e^{\frac{j2\pi mk}{OSRRF}}. \quad (16)$$

Lebih lanjut lagi, Gambar 4 (ii) menunjukkan fungsi sampling dengan periode T_s yang merupakan periode sampel $\Sigma\Delta$. T_s adalah serangkaian impuls oleh $\sum_{q=0}^{\infty} \delta(t - qT_s)$. Dengan kata lain, spektrum dari fungsi sampling juga merupakan serangkaian fungsi *delta* oleh $\sum_{p=0}^{\infty} \delta(f - pf_s)$. Gambar 4 (iii) diperoleh setelah proses sampling pada gelombang bentuk sinyal *gate* $g_0(t)$ menghasilkan $\tilde{G}_k(f)$. Sejak keduanya berada dalam domain waktu, sehingga pengambilan spektrum sampel $\tilde{G}_k(f)$ dalam perhitungan perkalian (multiplication), yaitu

$$\tilde{G}_k(f) = \sum_{p=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} G_k(m) \delta(f - mf_{ssb} - pf_s) \quad (17)$$

Gambar 4 (iv) menunjukkan jendela *jitter gate* sebagai contoh domain waktu yang terikat dengan pulsa persegi lebar T_s . Gambar 4b (iv) menunjukkan secara detail spektrum pengulangan dalam domain frekuensi. Oleh karena itu, total spektrum sinyal *gate* cuplik, $\tilde{G}_k(f)$, dapat dikalikan dengan $T_s \text{sinc}\left(\pi \frac{f}{f_s}\right)$. $\tilde{G}_k(f)$ dapat diformulasikan sebagai

$$\tilde{G}_k(f) = T_s \text{sinc}\left(\pi \frac{f}{f_s}\right) \sum_{p=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} G_0(m) e^{\frac{j2\pi mk}{OSR_{RF}}} \delta(f - mf_{ssb} - pf_s) \quad (18)$$

3.2 Konvolusi $\tilde{S}_k(f)$ dan $\tilde{G}_k(f)$ ***

Dalam Persamaan (8), keluaran $y_k(t)$ diperoleh dari hasil perkalian (dalam domain waktu) pada sinyal pembawa referensi, $s_k(t)$, dengan sinyal *gate*, $g_k(t)$. Dalam domain frekuensi, $\tilde{Y}_k(f)$ adalah hasil konvolusi antara $\tilde{S}_k(f)$ dan $\tilde{G}_k(f)$, yaitu

$$\tilde{Y}_k(f) = \tilde{S}_k(f) \otimes \tilde{G}_k(f) \quad (19)$$

Perhatikan bahwa pada spektrum $\tilde{G}_k(f)$, maka semua cuplikan *image* akan tercetak pada setiap harmonik (nf_c) dari spektrum pulsa pembawa $\tilde{S}_k(f)$. Hasilnya adalah total spektrum yaitu $\tilde{Y}(f)$ yang merupakan total penjumlahan dari masing-masing spektrum fasa *gate* $\tilde{Y}_k(f)$.

Gambar 5 mengilustrasikan bentuk spektra $\tilde{Y}(f)$. Gambar 5(a) adalah rangkaian pulsa pembawa dengan periode waktu digital T_c dan dengan melalui transformasi Fourier maka akan menghasilkan harmonik pada nf_c oleh fungsi *sinc* yaitu $S_0(n)\delta(f - nf_c)$ dari Persamaan (10). Sebuah contoh untuk kondisi $OSR_{RF}=8$ dan $\alpha=2$ (lebar pulsa adalah αT_{clk}) telah diuraikan pada Gambar 5(b). Titik nol persimpangan fungsi *sinc*, z_c , ditentukan melalui

$$z_c = \frac{1}{\alpha \times T_{clk}} \quad (20)$$

atau $\pm 4f_c$ untuk contoh ini. Persamaan (13) dan Persamaan (18) disubstitusikan ke dalam Persamaan (19), maka diperoleh:

$$S_0(n) e^{\frac{j2\pi nk}{OSR_{RF}}} \delta(f - nf_c)$$

$$\tilde{Y}_k(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \quad \otimes \quad (21)$$

$$T_s \text{sinc}\left(\pi \frac{f}{f_s}\right) \sum_{p=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} G_0(m) e^{\frac{j2\pi mk}{OSR_{RF}}} \delta(f - mf_{ssb} - pf_s)$$

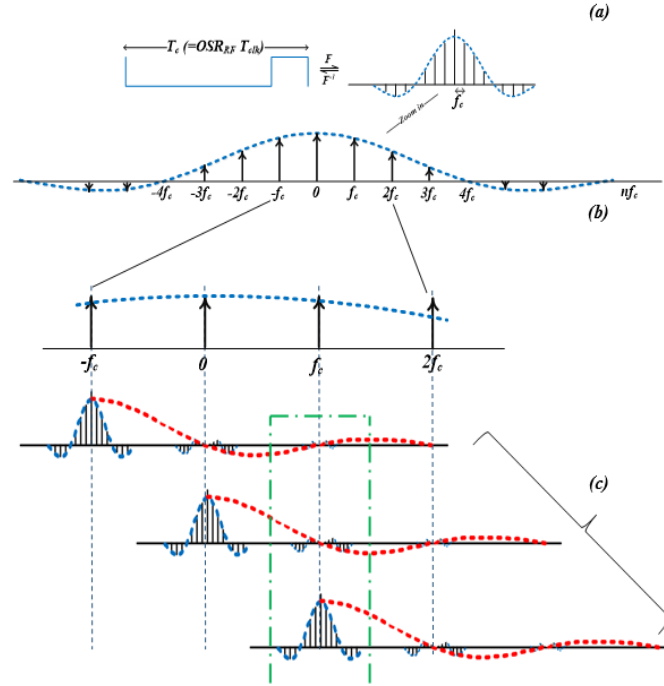
di mana n , m , dan p adalah nomor bin harmonik dalam spektrum pada masing-masing f_c , f_{ssb} dan f_s . Total spektrum $\tilde{Y}(f)$ adalah jumlah dari setiap $\tilde{Y}_k(f)$, yang dituliskan dengan

$$\tilde{Y}(f) = \sum_{k=0}^{OSR_{RF}-1} \tilde{Y}_k(f) \quad (22)$$

Karena $f_c = K f_s$ (lihat Persamaan (10) di [4]) sekarang kita dapat melihat bahwa semua posisi *image* akan berada pada lokasi satu tempat yang sama (diasumsikan K adalah 1). Hal ini sangat jelas ditunjukkan pada Gambar 5 (c) dengan garis hijau putus-putus bahwa sinyal yang diinginkan terletak di posisi f_c , begitu pula *image*-nya itu sendiri. Sebuah harmonik hanya terjadi ketika $n + m = i \times OSR_{RF}$. n dan m adalah nomor cuplik harmonik pada masing-masing f_c dan

f_{ssb} dan i adalah bilangan bulat. Eksponensial akan menjumlahkan hingga mencapai nol bagi semua kombinasi lainnya dari n dan m . Hanya ketika $m = (i \times OSR_{RF}) - n$, dalam hal ini misalnya $e^0 = 1$ maka keluaran $\tilde{Y}(f)$ menjadi:

$$\tilde{Y}(f) = \frac{OSR_{RF}}{f_s} \sum_{p=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} S_o(n)G_o(n) \text{sinc} \left(\pi \frac{(f - nf_c)}{f_s} \right) \delta(f - nf_c - mf_{ssb} - pf_s) \quad (23)$$



Gambar 5. Konvolusi $\tilde{S}_k(f)$ dan $\tilde{G}_k(f)$ menghasilkan $\tilde{Y}_k(f)$. (a) $\tilde{S}_k(f)$, (b) zoom $\tilde{S}_k(f)$ dengan $OSR_{RF} = 8$ dan $\alpha = 2$, (c) Penjumlahan $\tilde{G}_k(f - nfc)$ pada formula $\tilde{Y}(f)$.

Untuk memprediksi amplitudo dasar harmonik dihitung melalui $\frac{OSR_{RF}}{f_s} S_o(n)G_o(n)$. Kondisi fungsi *delta* menginformasikan posisinya dalam spektrum. Fungsi $\text{sinc} \left(\pi \frac{(f - nf_c)}{f_s} \right)$ menunjukkan bahwa band yang diminati dalam spektrum adalah sekitar f_c . Oleh karena itu, $f_c + pf_s = f_c$ menghasilkan $K(n - 1) = -p$. Hal ini disubstitusikan kembali ke Persamaan (23) sehingga persamaan menjadi

$$\tilde{Y}(f_c + mf_{ssb}) = \frac{OSR_{RF}}{f_s} \sum_{p=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} S_o(n)G_o(n) \text{sinc} \left(\pi \left(m \frac{f_{ssb}}{f_c} + (1 - n) \right) K \right) \delta(f - f_c - mf_{ssb}) \quad (24)$$

Contoh hasil nilai n dan m akan diuraikan berikut. Zona harmonik pertama (f_c) adalah lokasi dari sinyal SSB utama yang diinginkan dengan $n = 1$, $m = -1$, $p = 0$; zona *image* ($-f_c$) adalah dengan $n = -1$, $m = 1$, $p = -2K$; zona harmonik $+3$ ($f_c - 3f_{ssb}$) adalah dengan $n = 3$, $m = -3$, $p = 2K$; dan zona harmonik -3 ($f_c + 3f_{ssb}$) adalah dengan $n = -3$, $m = 3$, $p = -4K$. Contoh hasil perhitungan prediksi lokasi harmonik dengan menggunakan masing-masing nilai di atas dapat dilihat pada Tabel 1.

Tabel 1. Contoh hasil perhitungan lokasi harmonik

| Harmonic size (dB) | Kuantisasi Ganjil $\alpha = 5, \hat{v}_r = 0.6002$ | | Kuantisasi Genap $\alpha = 6, \hat{v}_r = 0.7074$ | |
|--------------------|---|-------------|--|-------------|
| | Simulasi | Perhitungan | Simulasi | Perhitungan |
| <i>Image</i> | 29.6533 | 30.3703 | 29.821 | 30.3703 |
| harmonik +3 | 24.4384 | 24.9554 | 26.2643 | 26.5090 |

Tabel 1 menunjukkan perbandingan antara hasil simulasi spektrum w_n dan perhitungan lokasi prediksi dari distorsi yang paling dominan: *image* dan harmonik +3. Zona harmonik negatif ($-f_c$) adalah *image* ($n = -1, m = 1, p = -2K$) dan zona harmonik +3 ($f_c - 3f_{ssb}$) adalah harmonik +3 ($n = 3, m = -3, p = 2K$). Keduanya hasilnya dekat. Hasilnya tetap menunjukkan kesamaan antara simulasi dan perhitungan saat nilai OSR_{RF} diperkecil. Dua skenario untuk kuantisasi ganjil [3-6] dan kuantisasi genap [2] dipilih dalam perbandingan hasil ini pada nilai-nilai $K = 1, f_{ssb} = 64$ MHz, $OSR_{RF} = 32$, dan $f_c = 1024$ MHz. Lebar pulsa, α , didasarkan pada lebar pulsa yang diharapkan untuk amplitudo sinyal input yang diberikan.

4. Simpulan

Penjabaran matematika dalam [2] hanya memperoleh hasil pada rentang frekuensi kontinu saja namun belum berfokus pada lokasi tempat frekuensi tertentu. Namun, hasil uraian matematika baru dalam makalah ini telah memungkinkan penjabaran dari ukuran prediksi besarnya produk distorsi tersebut. Analisis ini hanya berlaku untuk *tone* SSB dengan amplitudo konstan. Bagi sinyal termodulasi dengan berbagai fase dan amplitudo misalnya, produk distorsi pada urutan ganjil diatas lainnya (harmonik +3 dan seterusnya di atas) menjadi lebih kompleks hasil konvolusinya pada sepanjang tebaran spektrum. Oleh karena itu, analisis seperti ini sangat dibutuhkan bagi sinyal semacam itu. Namun, argumen ini masih perlu digunakan untuk menjelaskan bagaimana produk distorsi akan semakin berkembang muncul dan mempertimbangkan teknik-teknik khusus untuk melakukan penghapusan produk *image* dan beberapa peningkatan kebisingan (noise) yang disebabkan oleh pergeseran frekuensi menengah (*intermediate frequency*, IF) sebagaimana dibahas di [6].

Daftar Pustaka

- [1] Sjöland. H, Bryant. C, Bassoo. V, and Faulkner. M. Switched-mode transmitter architectures. *Analog Circuit Design*, Springer. 2010: 325-342.
- [2] Bassoo. V, Linton. L, and Faulkner. M. Analysis of distortion in pulse modulation converters for switching radio frequency power amplifiers. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*. 2010; 4(12):2088-2096.
- [3] Sirmayanti. S, Bassoo. V, King. H, and Faulkner. M. *Odd-even quantisation and Cartesian delta-sigma ($\Delta\Sigma$) Upconverters for Transmitter Design*. IEEE International Conference on Communication Systems (ICCS). Singapore. 2012: 100-104.
- [4] Sirmayanti. S, Bassoo. V, King. H, and Faulkner. M. *OFDM performance with odd-even quantisation in Cartesian $\Delta\Sigma$ upconverters*. IEEE International Conference on Signal Processing and Communication Systems. Gold Coast Australia. 2012: 1-5.
- [5] Sirmayanti. S, Bassoo. V, and Faulkner. M. *Joint odd-even quantisation in Cartesian delta-sigma ($\Delta\Sigma$) upconverters*. IEEE Africon. Pointe-Aux-Piments Mauritius. 2013: 1-4.
- [6] Sirmayanti. S, Bassoo. V, King. H, and Faulkner. M. Baseband tuning of Cartesian delta-sigma RF upconverters. *IET Electronics Letters Journal*. 2014; 50(8): 635 – 637.
- [7] Ruotsalainen. H, Arthaber. H, and Magerl. G. A New Quadrature PWM Modulator With Tunable Center Frequency for Digital RF Transmitters. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*. 2012; 59(11): 756-760.
- [8] Ruotsalainen. H, Arthaber. H, and Magerl. G. *Quantization noise cancelation scheme for digital quadrature RF pulse encoding*. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT). Seattle, WA. 2013: 1-4.
- [9] Schreier. R, Temes. G. C, and Wiley. J. Understanding delta-sigma data converters. Volume 74. NJ: IEEE press Piscataway. 2005.
- [10] Shu-jing. S.U. and Hai-li, Z.H.A.N.G. The Study and Achieving of High-precision Data-acquisition Based on $\Delta\Sigma$ ADC. *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*. 2013; 11(8): 4453-4460.

LEMBAR
HASIL PENILAIAN SEJAWAT SEBIDANG ATAU PEER REVIEW
KARYA ILMIAH : KARYA ILMIAH YANG TELAH MEMILIKI SERTIFIKAT DARI KEMENKUMHAM

Judul Ciptaan : Analisis Prediksi Lokasi Distorsi Harmonik pada Struktur RF-Upconverter

Jumlah Penulis : 2 (dua) orang

Status Pengusul : **penulis pertama**/Penulis-kedua/penulis-korespondensi **

Identitas Ciptaan : a. Jenis Ciptaan : Karya Tulis (Artikel)
 b. Nomor Pencatatan : EC00201858741
 c. Tanggal Pencatatan : 12-Des-18

Hasil Penilaian Peer Review :

| Komponen Yang Dinilai | Nilai Maksimal Ciptaan | | | Nilai Akhir Yang Diperoleh |
|---|--|--|---|----------------------------|
| | Internasional /Internasiona l bereputasi** <input type="checkbox"/> | Nasional Terakreditasi <input type="checkbox"/> | Nasional *** <input checked="" type="checkbox"/> | |
| a. Kelengkapan unsur isi artikel (10%) | | | 10 | 10 |
| b. Ruang lingkup dan kedalaman pembahasan (30%) | | | 30 | 30 |
| c. Kecukupan dan kemutakhiran data/informasi dan metodologi (30%) | | | 30 | 30 |
| d. Kelengkapan unsur dan kualitas terbitan/jurnal (30%) | | | 30 | 30 |
| Total = (100%) | | | 100 | 100 |
| Nilai Pengusul = $100 \times 60\% = 60$ | | | 100 | |

Catatan Reviewer :

Karya cipta sesuai dengan bidang keahlian ybs.

Makassar, 2 Ags 2021
 Reviewer 2,

Dr. Ir. Safriani Said Akhmad, M.T.
 NIP. 19670904 199303 2 001
 Unit kerja : Jurusan Teknik Elektro PNUP

*Dinilai oleh dua Reviewer secara terpisah
 **coret yang tidak perlu
 ***nasional/terindeks di DOAJ, CABI, Copernicus

LEMBAR
HASIL PENELITIAN SEJAWAT SEBIDANG ATAU PEER REVIEW
KARYA ILMIAH: RANCANGAN DAN KARYA TEKNOLOGI/SENI YANG TIDAK DIPATENKAN*

Judul Karya Teknologi : Analisis Prediksi Lokasi Distorsi harmonic pada Struktur RF-Upconverter

Nama Pencipta : Sirmayanti, Mike Faulkner

Identitas Karya Teknologi : a. Nomor dan Tanggal Permohonan : EC00201858741, 12 Desember 2018
 b. Jenis Ciptaan : Karya Tulis (Artikel)
 c. Tanggal dan tempat diumumkan : 20 Oktober 2017 di Makassar
 d. Nomor Pencatatan : 000128367

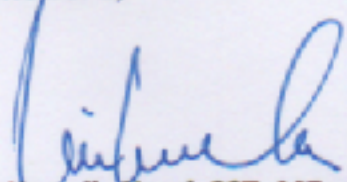
Kategori Karya teknologi : International
 (beri ✓ pada kolom yang tepat) Nasional / Karya Ciptaan yang telah memiliki sertifikat dari Kemenkumham
 Lokal

Hasil Penilaian Peer Review :

| Komponen yang dinilai | Nilai maksimum untuk membuat rancangan dan karya teknologi yang tidak dipatenkan | | | Nilai Akhir yang diperoleh |
|---|--|---|-----------------------------------|----------------------------|
| | Internasional <input type="checkbox"/> | Nasional / Karya Ciptaan yang telah memiliki sertifikat dari Kemenkumham <input checked="" type="checkbox"/> | Lokal <input type="checkbox"/> | |
| a. Orisinalitas karya (40%) | | 6 | | 5,5 |
| b. Konseptual (30%) | | 4,5 | | 4 |
| c. Implementasi (30%) | | 4,5 | | 4 |
| Total (100%) | | 15 | | 13,5 |
| Nilai Pengusul: 13,5 | | | | |
| Catatan Penilaian oleh Reviewer: Orisinalitas dan konseptual karya yang dihasilkan baik. Implementasi karya sebagai artikel ilmiah menjadi referensi bagi peneliti lain. Karya teknologi berupa artikel ilmiah telah di publikasikan pada Jurnal Internasional TELKOMNIKA (Telecommunication, Computing, Electronics and Control) Vol. 16, No. 6, Desember 2018. | | | | |

Makassar, 11 September 2021

Reviewer 2,



Iin Karmila Yusri, SST. MEng. PhD

NIP. 19760403 200212 2 001

Unit Kerja: Jurusan Teknik Elektro PNUP