

Yazılım Tanımlı Radyolar için Düşük Karmaşıklık, Yüksek Duyarlılık Bir İşaret Üretici Algoritması ve Prototip Gerçekleşmesi

A Low-cost, High-precision Signal Generation Algorithm and Prototype Implementation for Software-Defined Radios

Özgür Alaca¹, Ali Boyacı¹, Serhan Yarkan¹

¹İstanbul Ticaret Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi,
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Küçükyalı, 34840, İstanbul
ozgur.alaca@istanbulticaret.edu.tr, aboyaci@ticaret.edu.tr, syarkan@ticaret.edu.tr

Özet

Yeni nesil kablosuz haberleşme sistemleri, hem artan ihtiyaçlara yanıt verebilmek hem de devingenlik gösteren çevresel koşullara hızla ayak uydurabilmek için yüksek uyarlabilirlikte bileşenler üzerine inşa edilmektedir. Yazılım-tanımlı radyo (YTR), spektrumu izleme ve sezme gibi yetenekleri ile uygulamaya göre dalga şekli üretebilmesi ve çeşitli standartlar arasında hızla geçiş yapabilmesi nedeniyle yeni nesil kablosuz haberleşme sistemlerinin hayati bileşenleri arasında sayılmaktadır. Dolayısıyla, YTR'lerin temel haberleşme işlemlerini ve işlevlerini en verimli olacak biçimde asgari karmaşıklıkla ve yüksek duyarlılıkla yerine getirmesi beklenmektedir. Bu çalışmada, YTR için sayısal işaret işleyici (Sİİ) üzerinde çalışan düşük karmaşıklıkta ve yüksek duyarlılıkta bir işaret üretici algoritması önerilmiştir ve gerçekleştirilmiştir. Başarım sonuçları çeşitli algoritmalarla uygulamalı olarak karşılaştırılmıştır. Sonuçlar, geleceğe yönelik çalışmalarla birlikte tartışılmıştır.

Abstract

Next generation wireless communications systems are built on highly-adaptive components in order to meet the ever-increasing requirements and to keep up with the dynamically changing environmental conditions. Software-defined radio (SDR) is considered among vital components of next generation wireless communications due to its capabilities such as spectrum monitoring and sensing along with application-specific waveform generation as well as fast switching between several standards. Therefore, it is expected from SDR that it fulfills fundamental communications operations and functionalities of high-precision with the lowest computational complexity. In this study, a low-computational complexity and high-precision signal generation algorithm operating on digital signal processor (DSP) is proposed for SDR and implemented. Its performance results are compared with those of several algorithms. Results are discussed along with future directions.

1. Giriş

Her geçen gün artan sayıdaki kullanıcı, kablosuz haberleşme aracılığı ile yeni uygulamalarla ve oldukça fazla çeşitlilikteki

hizmetlerle buluşmaktadır. Kullanıcı sayısına, uygulamalara ve hizmetlere benzer biçimde, halihazırda kullanılmakta olan kablosuz haberleşme teknolojileri ve standartları da oldukça fazla çeşitlilik göstermektedir. Bu durum, ortaya çıkan her yeni kablosuz haberleşme teknolojisi ve bu teknoloji üzerinden verilen hizmetlerin kullanılabilmesi için yeni donanımların da üretilmesi/satın alınması anlamına gelmektedir.

Kablosuz haberleşme teknolojilerinin en yaygın kullanılan örneği kablosuz haberleşme ağlarıdır. Yeni nesil kablosuz haberleşme ağları, yukarıda sözü edilen artan talepleri karşılarken, yine yukarıda bahsedilen oldukça geniş yelpazedeki (kamu güvenliği, askeri, bilimsel, ticari vb. amaçlı) teknoloji/standart çeşitliliğine de yanıt vermek zorundadır. Yeni nesil kablosuz haberleşme ağları ve sistemleri tüm bu gereksinimlerin yanında, elektromanyetik spektrum ve güç/enerji gibi oldukça değerli kaynakları da üst düzey verimlilikte kullanmalıdır. Ötesinde, yeni nesil kablosuz haberleşme ağları ve sistemleri, oldukça devingen çevresel koşullara (örneğin trafik yükü, haberleşme kanalı, vb.) hızla ayak uydurmalıdır [1].

Açık ki, yeni nesil kablosuz haberleşme ağlarının burada bahsi geçen bütün talepleri ve gereksinimleri aynı anda ve en üst düzeyde verimlilikte yerine getirmesi gerçekçi değildir. Bunun temel nedeni, bazı taleplerin ve gereksinimlerin birbirleri ile çekişmesidir. Örneğin, kapsama alanının artırılması, daha fazla güç tüketimi ile olanaklıdır. Ancak yeni nesil haberleşme ağlarının temel özelliklerinin başında düşük güç tüketimi aracılığıyla çevreye duyarlı haberleşme gelmektedir. Dolayısıyla, kapsama alanının artırılması ve güç tüketimi birbiri ile çekişen iki kavram olarak değerlendirilmektedir. Benzer şekilde, belirli koşullarla kapasitenin artırılması, bant genişliğinin artırılması ile sağlanmaktadır. Fakat elektromanyetik spektrumun sınırlı bir kaynak olması, kapasite artırımı ile elektromanyetik spektrum gibi bir kaynağın verimli kullanımını karşı karşıya getirmektedir. Sonuç olarak, yeni nesil kablosuz haberleşme ağları mevcut koşulları ve tüm çevresel değişkenleri gözlemleyip, elde edilen veriler çerçevesinde en uygun seçimi yapmak ve olası senaryolar ile sonuçları arasında bir tür uzlaşmayı ortaya koymak zorundadır. Bilimsel dizinde sözü edilen tüm bu özellikleri bir araya toplaması düşünülen yüksek uyarlabilirlikli bileşene “akıllı radyo” adı verilmektedir.

Akıllı radyonun en temel bileşeni yazılım-tanımlı radyo (YTR)'dur. YTR, adından da anlaşılacağı üzere, donanım değişikliğine ihtiyaç duymadan yalnızca yazılım aracılığı ile kendisinden istenen işlevleri yerine getirebilen bir platformdur [2]. Mevcut teknolojiler dahilinde YTR için genel-

Bu çalışma, İstanbul Ticaret Üniversitesi Yayın, Araştırma ve Proje Koordinasyon Kurulu tarafından desteklenmektedir (Proje No: YAP-2015-02-002).

amaçlı işlemci tabanlı [3]; sayısal işaret işleyici (Sİİ) tabanlı [4]; alanda programlanabilir kapı dizileri (APKD) tabanlı [5] ya da bunların melez çözümleri [6] üzerinde durulmaktadır. Sİİ–tabanlı çözümler, yeniden programlanabilirlik ve sürat bir arada düşünüldüğünde sınıflandırmada genel–amaçlı işlemci tabanlı çözümler ile APKD–tabanlı çözümler arasında bir yerde konumlanmaktadır. Dolayısıyla elde edilen seçenekler arasında Sİİ–tabanlı çözümler halen makul tercihler arasında değerlendirilmektedir [7].

Sİİ’ler kullanılarak gerçekleştirilecek YTR ve akıllı radyolar için en temel işlev, istenilen dalga şeklini çok yüksek esneklikte uyarlanabilir bir biçimde, düşük karmaşıklıkta ve yüksek hassasiyette üretebilmektir. Mevcut Sİİ teknolojisi dahilinde, doğrudan bellek erişimi (DBE) sayesinde periyodik ve periyodik olmayan dalga şekilleri ortaya konabilmektedir. Periyodik işaretler, sistemlerin ve işaretlerin çözümlemesindeki temel bileşenler olduğu için, Sİİ’ler yardımı ile periyodik işaret üretim yöntemleri periyodik olmayan işaret üretim yöntemlerine göre daha öne çıkmaktadır. Periyodik işaret üretimi için doğrudan sayısal birleştirme (DSB), YTR’ler için en uygun yöntem olarak görülmektedir. DSB, elde edilecek çıkış frekansının, açısının ve genişliğinin çok yüksek duyarlılıkta yazılım aracılığı ile denetlenmesine olanak tanır. Böylece frekans atlamalı sistemler; uyarlamalı bant genişliğine sahip teknikler; çeşitli kiplenim biçimleri (kullanılan cihazların yetenekleri dahilindeki) hemen hemen her istenen veri hızında ve oranında DSB üzerinden gerçekleştirilmektedir [8, ve içerisindeki kaynaklar]. Bilimsel dizinde, hazır tabloların [9, 10]; çokterimlilerin [11, 12]; trigonometrik dönüşümlerin [13] kullanımı ile doğrudan adresleme mekanizması değişikliği [14] ve melez [15] yaklaşımlar ele alınarak periyodik işaret üretimi sağlanmıştır. Bu yöntemler arasında hazır tablo kullanımı DSB kapsamında en çok kullanılanıdır çünkü hazır tablo oldukça esnek ve hızlıdır. Ancak özellikle çevrimsel DBE kipinde tablonun boyutunun yeterince büyük olmaması spektral büyümeye neden olurken, kullanılan aritmetik işlemler yüzünden de spektral kayma gözlenir [8]. Bilimsel dizinde hazır tablo ile ortaya çıkan sorunlar, genelde, hazır tablonun boyutunun büyütülmesiyle çözüme kavuşturulmaya çalışılır [16]. Açık ki, DSB’de her frekans için özelleştirilmiş ve oldukça büyük boyutlu hazır tabloların kullanımı YTR’nin doğasına aykırıdır. O nedenle, bu çalışmada, kullanılan hazır tablonun boyutunu sabit tutarak üçgen dalganın yapısal özelliğinden yararlanıp, üretilen periyodik işaretin frekansı ile istenen frekans arasındaki kayıklığın asgariye indirilebilmesi için bir algoritma öne sürülmüştür ve Sİİ üzerinde gerçekleştirilmiştir. Öne sürülen algoritma, ayrıca, hazır tablo kullanan ve öne çıkan diğer yöntemlerin başarımları ile sayısal ve uygulamalı olarak karşılaştırılmıştır. Geleceğe yönelik çalışmalar da elde edilen sonuçlar ışığında tartışılmıştır.

2. Sistem ve İşaret Modeli

2.1. Sistem Modeli

Sİİ–tabanlı işaret üreticileri, çok çeşitli biçimlerde işaret üretebilmektedir. Ancak YTR için gerekli işaretlerin Sİİ’ler aracılığıyla üretilebilmesi, sayısal–analog dönüştürücülerin, bellek yönetiminin ve çeşitli düzeylerdeki hesaplama karmaşıklığı içeren yöntemlerin bir arada kullanılmasını zorunlu kılar. Dolayısıyla, Sİİ’lerin yazılım–tanımlı işaret üretilebilmeleri, belirli ölçülerdeki hassasiyetlerde ve kısıtlamalar altında mümkündür. Sonuç olarak, elde edilecek işaretin niteliğinin belirlenmesinde burada sözü edilen mimarinin ve beraberinde getirdiği kısıtlamaların çok büyük önemi vardır.

Sİİ–tabanlı olarak yazılım–tanımlı işaret üreticilerinin en önemli gereksinimi hızlı bir biçimde uyarlanabilmesidir. Hızlı uyarlanabilirliğin ön koşulu, DBE’dir. DBE’ye yerleştirilen hazır tablo verileri, DSB üzerinden çıkış işaretini üretebilirler. Bu çerçevede, genel anlamıyla istenen ve çıkışta elde edilen frekans değerleri arasındaki ilişki f_o , çıkış frekansını; f_c , sistem saat frekansını; N , hazır tablo boyutunu; P , frekans bölücü değerini ve T ise döngü periyoduna ait sabiti belirtmek üzere:

$$f_o = \frac{f_c}{N \times P \times T} \quad (1)$$

şeklinde verilebilir. Yukarıda $P, N \in \mathbb{Z}^+$ biçimindedir. Bu çalışmada N sabit olarak tasarlandığı için, istenen çıkış frekansı f_o , ancak en uygun P ve T değerlerinin bulunmasıyla mümkündür. Örnek olarak, $f_c = 8\text{MHz}$, $N = 128$ altında $f_o = 1\text{kHz}$ olabilmesi için $P \times T = 62.5$ sağlanmalıdır.

Bu noktada değinilmesi gereken önemli bir başlık bulunmaktadır. Bölüm 4’de de değinileceği üzere, gerçek f_c değeri, kullanılacak Sİİ’den Sİİ’ye, hatta aynı modeldeki iki Sİİ için bile farklılık göstermektedir. Dolayısıyla, uygulamada, gerçek f_c değeri bilinemediği için, önerilen algoritmanın ilk adımı, f_c değerinin kestirilmesine dayanmaktadır.

2.2. İşaret Modeli

DSB yöntemlerinde çıkış işareti olarak sinüzoidal dalga şekli tercih edilmektedir. Fourier serileri ışığında, elde edilecek nihai işaret çeşitli sinüzoidal dalga şekillerinin doğrusal bileşimi olarak ve/veya yalnız süzgeçler kullanılarak periyodik başka dalga şekillerine (kare dalga, üçgen dalga, vb.) dönüştürülür.

Ancak sinüzoidal dalga şeklinin DSB yöntemiyle sabit N değeri altında temel birkaç soruna yol açtığı bilinmektedir. Özellikle döngüsel DBE yardımı ile üretilen sinüzoidal çıktılar, hazır tabloda tutulan verilerin faz farkı oluşturmayacağı biçimde saklanmalıdır. Aksi takdirde faz kopuklukları, spektral büyümeye yol açarlar. Doğal olarak faz kopukluklarının yaşanmaması için N artırılır ya da çeşitli sayısal yaklaşım yöntemleri (sinüzoidal sıkıştırma gibi) kullanılarak kopuklukların olabildiğince düşük ölçekte sonuca etki etmesi amaçlanır. Bu yaklaşımlardan N değerini arttırmak, (1) açısından düşünüldüğünde $P \times T$ değerinin düşmesine (olası seçeneklerin sayısının azalmasına), sayısal yaklaşım yöntemlerinin kullanımı ise işaret üretiminin karmaşıklaşmasına yol açar. Sözü edilen nedenlerden ötürü, bu çalışmada N sabit tutulurken sinüzoidal işaret yerine temel testere-dişli üçgen dalga şekli T_p işaretin periyodunu göstermek üzere aşağıdaki biçimde benimsenmiştir:

$$x(t) = t - \left\lfloor \frac{t}{T_p} \right\rfloor \quad (2)$$

Testere-dişli üçgen dalganın iki özelliği öne çıkmaktadır. İlk özelliği (2)’den de görülebileceği gibi, $x(t)$ ’nin $[0, T_p)$ arasında $x(t) = t$ ’ye indirgenemesidir. Aşağıda daha ayrıntılı değinileceği üzere, ilk özellik işaretin oldukça kolaylıkla ve düşük karmaşıklıkta üretilebilmesi için önem arz etmektedir. İkinci özelliğinin anlaşılabilmesi için ise, önce $x(t)$ ’nin Fourier serisi katsayılarına bakılmalıdır:

$$x(t) = \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} \sin(k\omega_p t) \quad (3)$$

Yukarıda $f_p = \frac{1}{T_p}$ olmak üzere $\omega_p = 2\pi f_p$ olacak şekilde belirlenen radyan frekanstır. Dikkat edilirse $x(t)$ ’nin Fourier

serisi katsayıları, $k = 1, 2, \dots$, olmak üzere $c_k \propto \frac{1}{k}$ şeklindedir. Bir başka deyişle $x(t)$ 'nin harmonikleri temel frekansın geometrik oranları ile azalan genliklere sahiptir. Testere-dişli üçgen dalga şeklinin bu özelliği ise, çıkış işaretinin basit süzgeçler aracılığı ile kolayca sinüzoidal dalga şekline dönüştürülmesinde önemli bir rol oynar. Doğal olarak (2) sürekli-zamanlı bir işaret olduğundan, DBE içerisinde tutulacak hazır tablo girdileri M , DBE içerisinde temsil edilebilecek en büyük değeri ve $n \in \mathbb{N}$ şeklinde dizini belirten $x[n] = n \times \lfloor \frac{M}{N} \rfloor$ biçiminde gösterilebilir. Sonuç olarak, çıkış işareti için sabit N koşulu altında testere-dişli üçgen dalga şekli benimsenirse, herhangi bir $\hat{N} \leq N$ seçildiği takdirde (1):

$$f_o = \frac{f_c}{\hat{N} \times P \times T} \quad (4)$$

biçimine evrilir. Böylece, özellikle $\hat{N} < N$ olması durumunda, DBE'nin $N - \hat{N}$ adet bölgesi sıfır değeri ile doldurularak hiçbir faz kopukluğu yaşanmamasını temin eder.

3. Önerilen Algoritma

Bölüm 2 içerisinde ayrıntıları bahsedilen model uyarınca, önerilen algoritma üç temel modülden oluşmaktadır: Sistem saat frekansı f_c 'nin kestirimi; sırasıyla P , T ve \hat{N} değerlerinin belirlenmesi ve çıkış işaretinin üretilmesi. Bu bölümde, sözü edilen modüller ayrıntılı incelenecektir.

3.1. Sistem Saat Frekansının Kestirimi

Bölüm 2.1'de değinildiği üzere, Sİİ'lerin sistem saat frekansı f_c değerleri, cihazdan cihaza farklılık gösterebilmektedir. Ötesinde, aynı cihazın değişik koşullar (farklı ortam sıcaklıkları) altında da farklı f_c değerleri gösterdiği tespit edilmiştir. Tüm bu nedenlerden ötürü, önerilen algoritmanın ilk adımı f_c değerinin belirlenmesi olacaktır.

Hatırlanacağı üzere, Bölüm 2 içerisinde Sİİ'nin sabit N boyutlu bir hazır tabloyu DBE üzerinden işleteceği bir mimariden söz edilmişti. Dolayısıyla, sistem saat frekansının kestirimi için Sİİ'nin sayısal-analog dönüştürücüsü ile analog-sayısal dönüştürücüsü arasındaki fiziksel kanalın birim darbe tepkisi ölçülmelidir. Analog-sayısal dönüştürücünün çıktısı olarak düşünülebilecek olan birim darbe tepkisi, daha sonra, DBE boyutunun en az üç katı uzunluğunda bir süre boyunca tampona alınır. Tampondaki verinin özilgi fonksiyonuna bakıldıktan sonra, özilginin azami değere ulaştığı örneklerin dizinleri belirlenir. Bir sonraki adımda ardışık iki birim darbe tepkisi arası uzaklıkların ortalaması alınır ve ortalama olarak k 'nci aralık-taki uzaklık, $\Delta_k T_o$ olacak biçimde elde edilir. Toplamda K adet aralık için $\Delta_k T_o$ değerleri ele alındıktan sonra Sİİ tarafından gözlenen/kestirilen periyot,

$$\widehat{T_o} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \Delta_k T_o$$

olacaktır. Kestirilen periyot değeri üzerinden $\hat{f}_o = 1/\widehat{T_o}$ tanımlandıktan sonra:

$$\hat{f}_c = f_s \times \frac{\hat{f}_o}{f_p} \quad (5)$$

şeklinde hesap edilebilir. Burada \hat{f}_c kestirilen sistem saat frekansını; f_s , Sİİ'nin nominal sistem saat frekansını; \hat{f}_o , yukarıda sözü edilen çıkış frekansının beklenen değerini ve f_p , Sİİ'ye verilen ve önceden değeri bilinen giriş frekansını belirtir.

3.2. Temel Parametrelerin Belirlenmesi

En hassas çıkış frekansının elde edilebilmesi için P , T ve \hat{N} değerlerinin belirlenmesi gerekmektedir. Önerilen yöntemde, öncelikle, $m \in \mathbb{Z}^+$ olacak biçimde ilk 2^m asal sayı dizisi, A , hazır bir tablo oluşturularak Sİİ belleğine yerleştirilir. Daha sonra, $R = \lfloor f_c/f_o \rfloor$ değeri hesap edilir ve bu değer A dahilinde asal olup, olmadığı denetlenir. Eğer R değeri, A dahilinde asal değil ise, yine A dahilinde çarpanlarına ayrılır. Asal ise her A ögesi için $D_k = f_c - A_k \times R \times f_o$, $k = 1, 2, \dots, m$ değeri hesaplanır. Hemen sonra, en uygun T değeri için $\rho = \hat{f}_c/N$ olmak üzere önce:

$$\tau_k = \frac{\rho}{(\lfloor k/2 \rfloor + 1) \times f_o} \quad (6)$$

hesaplanır. Bir sonraki adımda ise:

$$\epsilon_k = \left\lfloor \frac{\tau_k}{\rho} \right\rfloor \times \left\lfloor \frac{2}{2+k} \right\rfloor - f_o \quad (7)$$

bulunur. En son adımda $T = \arg \min_k (\epsilon_k)$ olacak şekilde bulunurken, $P = A(\arg \min_k (D_k)) - 1$ şeklinde hesap edilir.

3.3. İşaret Üretimi

Bölüm 3.1 ve Bölüm 3.2 içerisinde elde edilen parametreler uyarınca, Q sayısal-analog dönüştürücünün kabul edebileceği azami değeri göstermek üzere hazır tablo:

$$x[n] = n \times \left\lfloor \frac{Q}{\hat{N}} \right\rfloor \quad (8)$$

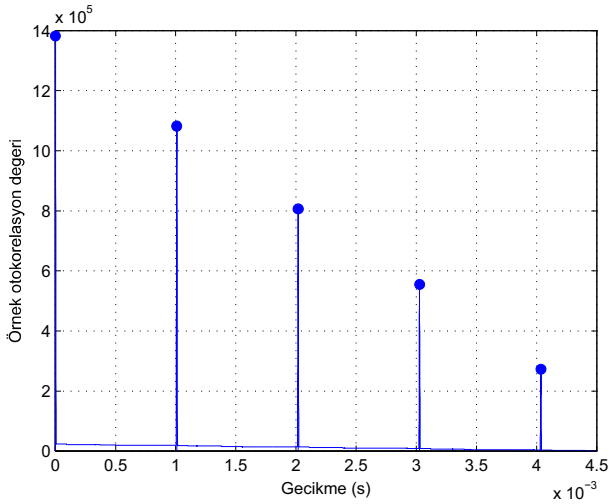
olarak hesaplanır ve DBE içerisine yerleştirilir.

4. Ölçüm ve Başarım Sonuçları

Bu çalışmada işaret üretici olarak ARM tabanlı 32-bit Cortex-M4 çekirdekli yüksek performanslı Sİİ STM32F429ZI Discovery kullanılmıştır. Sİİ, 256+4KB SRAM'e, 2MB flaş belleğe, 16MHz dahili osilatöre, 64Mbit harici SDRAM'e, 4-26MHz kristal osilatöre sahiptir. Sİİ, CoCoX CoIDE 2.0.5 üzerinden ARM GCC bağlantılı platformlar aracılığı ile ANSI-C kullanılarak sürülmüştür. Bölüm 3 içerisinde ayrıntısı verilen algoritma, ilgili platformlar vasıtası ile on altı düzende 53.9Kb bir dosyaya çevrilip, STM32 ST-LINK 3.9.0 üzerinden hata ayıklama kipi açık ve SWD üzerinden 1.8MHz hız ile aktarılmıştır.

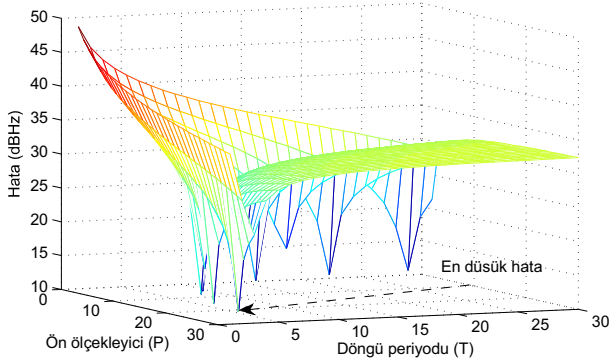
Öncelikle Sİİ'nin sistem saat frekansı kestirilmiştir. Bölüm 3.1 uyarınca, sayısal-analog ve analog-sayısal dönüştürücünün DBE üzerinden Dirac deltasına olan tepkisi ölçülmüştür. DBE'nin çevrimsel kipi açık tutularak $f_p = 1\text{kHz}$ olacak şekilde arka arkaya çok sayıda birim darbe tepkisi elde edilmiştir. Bölüm 3.1 içerisinde ayrıntılı olarak anlatılan adımlardan sonra çevrimsel kipte arka arkaya elde edilen birim darbe tepkilerinin (tek taraflı) özilgi işlevi Şekil 1'de verilmiştir. Bu çalışmada kullanılan Sİİ'lerden biri için $f_s = 8\text{MHz}$; $f_p = 1\text{kHz}$ olarak verildiğinde, Şekil 1'de elde edilen değerler uyarınca $\hat{f}_o = 991.1785\text{Hz}$ olarak hesaplanmıştır. Dolayısıyla, (5) uyarınca $\hat{f}_c = 7.929428\text{MHz}$ olarak elde edilmiştir. Bölüm 2.1'de de değinildiği üzere, çalışmada kullanılan aynı seri diğer bir Sİİ için $f_s = 8\text{MHz}$ ve $f_p = 1\text{kHz}$ olarak verildiğinde, $\hat{f}_c = 7.938304\text{MHz}$ elde edilmiştir.

Önerilen algoritmanın başarımını ölçebilmek için önce standart $P \times T$ kartezyen koordinat uzayının taranması ve elde edilebilecek asgari hatanın belirlenmesi gerekmektedir.



Şekil 1. Çalışmada kullanılan Sİİ'lerden biri için elde edilen ardışık birim darbe tepkilerinin 1kHz nominal frekansı için ortaya çıkan -tek taraflı- özilgi işlevi. Nominal değerden sapmalar, kendisini özellikle üçüncü ve dördüncü en yüksek özilgi değerlerinde açıkça belli etmektedir.

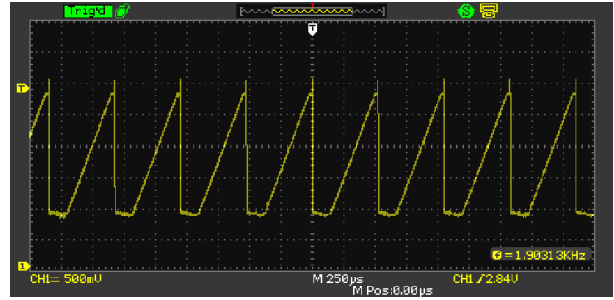
Sİİ'nin sabit uzunluklu DBE'si kullanılarak üretilen testere-dişli üçgen dalganın frekansı f_o ile istenen frekans arasındaki farkın dBHz türünden değerine ilişkin hata yüzeyi Şekil 2'de verilmiştir. Şekil 2'den de görülebileceği üzere hiçbir değişiklik/düzenleme yapılmaksızın elde edilebilecek en düşük hata 11.12dBHz ya da 12.94dBHz olarak ortaya çıkmaktadır. Dolayısıyla, standart ayarları kullanarak 1903Hz için elde edilebilecek en iyi çıkış frekansı $f_o \in (1890, 1916)$ Hz olur.



Şekil 2. Kuramsal olarak 1903Hz için olası tüm P ve T kombinasyonları üzerinden oluşan hata yüzeyi.

Şekil 2'den hareketle, hem faz kopukluklarından kaçınmak hem de olası P ve T kombinasyonlarının sayısını artırabilmek için önerilen algoritmada testere-dişli üçgen dalganın sabit uzunluklu DBE içerisine Bölüm 3 içerisinde belirtildiği şekilde yerleştirilmesi sağlanmıştır. Önerilen algoritmanın istenen çıkış frekansı f_o 'a ne kadar yaklaştığının anlaşılabilmesi için, Sİİ'nin ürettiği işaret doğrudan PA4 çıkışı üzerinden sayısal bir osiloskopa (SDS1072CML+) uygun bir biçimde bağlanmıştır. Kestirilen $f_c = 7.929428$ MHz, nominal frekans $f_o = 1903$ Hz seçildiğinde önerilen algoritmanın SDS1072CML+ üzerinden 1903.13Hz ürettiği Şekil 3'de gösterilmiştir. Burada dikkat edilmesi gereken önemli bir husus da, kullanılan osiloskobun zaman tabanlı hassasiyetidir. SDS1072CML+ modelinin teknik özelliklerini içeren verilerde zaman tabanlı hassasiyetin 50ppm olduğu belirtilmektedir. Zaman tabanlı has-

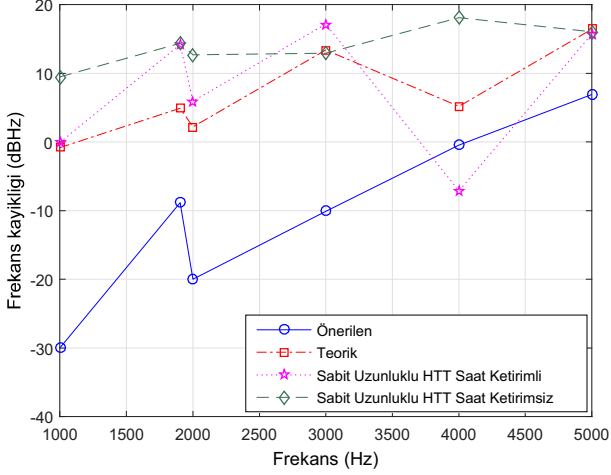
sasiyet U ile gösterildiği takdirde, nominal frekans ile çıkış frekansı arasındaki kayıklık değerinin: $\Delta f = \frac{f_o \times U}{10^6}$ biçiminde verildiği bilindiğinden, $f_o = 1903$ Hz nominal frekansı için kayıklık $\Delta f = 0.09515$ Hz olarak hesaplanılır. Dolayısıyla, SDS1072CML+ üzerinden okunan $f_o = 1903.13$ Hz çıkış frekansı değeri için önerilen algoritmanın 0.03485Hz kayıklıkla işareti ürettiği söylenebilir. Zaman tabanlı hassasiyetle birlikte, aslında, önerilen algoritmanın çok daha düşük kayıklıklarla işaret üretebileceği bilinmelidir. Yukarıda sözü edilen kayıklığın temel nedeni, kestirilen sistem saat frekansında ortaya çıkan hatanın büyüklüğünün bilinemeyecek oluşudur. Bu da, doğal olarak, seçilen nominal frekans ile kestirilen sistem saat frekansının aralarında asal olmaları durumunda çeşitli yuvarlama hatalarının ortaya çıkmasına ve kayıklıkların meydana gelmesine yol açar.



Şekil 3. Nominal frekansı 1903Hz olan bir testere-dişli üçgen dalganın önerilen algoritma ile üretilmesi sonucu elde edilen çıktının SDS1072CML+ osiloskopu aracılığı ile (50ppm) 1903.13Hz olarak ölçümü.

Son olarak, önerilen yöntemin başarımının en sık kullanılan hazır tablo tabanlı (HTT) diğer yöntemlerin başarımı ile karşılaştırılmasına bakılmalıdır. Karşılaştırmaların adil olabilmesi için, yöntemler hem sistem saat frekansı kestirimini içerecek hem de içermeyecek biçimde Sİİ üzerinde gerçekleştirilmiştir. Böylece, önerilen algoritmanın içerdiği sistem saat frekansı kestirimi modülünün yararının daha açık bir biçimde görülmesi amaçlanmıştır. Ayrıca, hem önerilen algoritmanın hem de diğer yöntemlerin (1) ile belirtilen kuramsal yaklaşımla da karşılaştırılması yapılmıştır. Karşılaştırma sonuçları Şekil 4 içerisinde verilmiştir. DSB yöntemleri arasında en sık kullanılan sayısal olarak denetlenen saat tabanlı DSB yöntemidir ve N değeri hazır tablo boyutunu belirten bir sabit olarak düşünülebilir. Karşılaştırmada $N = 64$ olarak seçilmiştir, böylece $P \times T \approx 125000$ olur. Açıkta ki, $P \times T$ değeri ne kadar büyük olursa Şekil 2'de belirtilen arama uzayı o kadar genişler ve en düşük kayıklığa yol açan kombinasyonun daha yüksek hassasiyetlerle elde edilmesi olanaklı hale gelir. Şekil 4'ten de görülebileceği üzere, önerilen algoritma hemen hemen bütün frekans değerlerinde hem kuramsal hem de sayısal olarak denetlenen saat tabanlı DSB yönteminden daha iyi başarımlar göstermektedir. Sistem saat frekansının kestiriminin yararı da yine Şekil 4'ten kolayca görülebilmektedir. Sayısal olarak denetlenen saat tabanlı DSB yöntemine sistem saat frekans kestirimi modülü eklendiğinde genel olarak kestirim modülüne sahip olanın başarımının daha iyi olduğu görülebilmektedir. Şekil 4 aracılığı ile, ayrıca, frekans kayıklığının tüm gerçeklemler için nominal frekansın (f_o 'nin) artmasıyla birlikte arttığı da söylenebilir. Son olarak, çalışmanın bütünlüğü açısından, $f_o = 1903$ Hz özel değeri özellikle Şekil 4'e dahil edilmiştir. Şekil 4'te $f_o = 1903$ Hz değerinde, önerilen yöntem dahil bütün yöntemlerin kayıklıkları bir tür

sıçrama yaşamaktadır. Bu durum şaşırtıcı değildir çünkü $f_o = 1903\text{Hz}$ ile $f_c = 7.929428\text{MHz}$ aralarında asaldır. Bu nedenle önerilen algoritma her ne kadar testere-dişli üçgen dalganın temel yapısından faydalansa da diğer yöntemlerde olduğu gibi yuvarlama hatasından kurtulamamakta ve beklenenden fazla kayıklığa yol açmaktadır.



Şekil 4. Çeşitli nominal frekans değerlerine karşılık önerilen algoritmanın en sık kullanılan yöntemlerle logaritmik ölçekte frekans kayıklığı türünden karşılaştırılmasına ilişkin sonuçlar.

5. Sonuç ve Tartışmalar

Bu çalışmada, YTR için Sİİ üzerinde çalışan düşük karmaşıklıkta ve yüksek duyarlılıkta bir işaret üretici algoritması önerilmiştir ve gerçekleştirilmiştir. Karşılaştırma sonuçları, önerilen yöntemin yüksek hassasiyetli çıkış frekansı elde etmede geleneksel DSB yöntemlerine göre daha başarılı olduğunu göstermektedir. Yöntemin hesaplama karmaşıklığını artıran bileşeni sistem saat frekansı kestirimidir. Ancak bu, bir kez çalışacak bir yordam olup, Sİİ çalışmakta iken devre dışıdır.

YTR'nin temel işlevlerinden olan yüksek hassasiyetli çıkış frekansı üretimi, yüksek frekans değerleri için yüksek kayıklık anlamına gelmektedir. Gelecekte önerilecek yöntemlerin makul kayıklık değerlerini ortaya koyarak düşük- ve yüksek-frekans olarak iki ayrı yöntemi gözetmesi düşünülmelidir.

Önerilen yöntem, testere-dişli üçgen dalganın geometrik Fourier katsayılarına sahip oluşundan, oldukça kolay üretilebilmesinden ve faz kopukluklarına yol açmayacak biçimde DBE'ye yerleştirilebilmesinden yararlanmaktadır. Dolayısıyla, harmoniklerin gücü belli olduğundan, uygun konumlara yerleştirilebilecek süzgeç sıfırları aracılığı ile çok hassas sinüzoidal dalga şekli üretimi olanaklı hale gelecektir.

6. Kaynaklar

- [1] A. Osseiran, F. Boccardi, V. Braun, K. Kusume, P. Marsch, M. Maternia, O. Queseth, M. Schellmann, H. Schotten, H. Taoka, *et al.*, "Scenarios for 5g mobile and wireless communications: the vision of the metis project," *IEEE Comm. Mag.*, vol. 52, no. 5, pp. 26–35, 2014.
- [2] S. Balasubramanian, S. Boumaiza, H. Sarbishaie, T. Quach, P. Orlando, J. Volakis, G. Creech, J. Wilson, and W. Khalil, "Ultimate transmission," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 13, no. 1, pp. 64–82, 2012.

- [3] K. Tan, H. Liu, J. Zhang, Y. Zhang, J. Fang, and G. M. Voelker, "Sora: high-performance software radio using general-purpose multi-core processors," *Communications of the ACM*, vol. 54, no. 1, pp. 99–107, 2011.
- [4] S. Agarwala, A. Rajagopal, A. Hill, M. Joshi, S. Mullinnix, T. Anderson, R. Damodaran, L. Nardini, P. Wiley, P. Groves, *et al.*, "A 65nm c64x+ multi-core dsp platform for communications infrastructure," in *IEEE Intl. Solid-State Circuits Conf.*, 2007.
- [5] A. Lodi, A. Cappelli, M. Bocchi, C. Mucci, M. Innocenti, C. De Bartolomeis, L. Ciccarelli, R. Giansante, A. Deledda, F. Campi, *et al.*, "Xisystem: a xirisc-based soc with reconfigurable io module," *IEEE Jnl. of Solid-State Circuits*, vol. 41, no. 1, pp. 85–96, 2006.
- [6] G. J. Minden, J. B. Evans, L. Searl, D. DePardo, V. R. Petty, R. Rajbanshi, T. Newman, Q. Chen, F. Weidling, J. Guffey, *et al.*, "Kuar: A flexible software-defined radio development platform," in *2007 2nd IEEE International Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks*. IEEE, 2007, pp. 428–439.
- [7] K. Yoshimura, K. Horio, Y. Ge, M. Mori, and Y. Hirose, "Dma-powered sdr processor exploiting dlp in Itadvanced," in *IEEE Intl. Conf. on Consumer Electronics*. IEEE, 2015, pp. 556–557.
- [8] J. Vankka and K. A. Halonen, *Direct digital synthesizers: theory, design and applications*. Springer Science & Business Media, 2013, vol. 614.
- [9] L. Cordesses, "Direct digital synthesis: a tool for periodic wave generation (part 1)," *IEEE Sig. Proc. Mag.*, vol. 21, no. 4, pp. 50–54, 2004.
- [10] —, "Direct digital synthesis: a tool for periodic wave generation (part 2)," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 21, no. 5, pp. 110–112, 2004.
- [11] A. Ashrafi, R. Adhami, L. Joiner, and P. Kaveh, "Arbitrary waveform ddfs utilizing chebyshev polynomials interpolation," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 51, no. 8, pp. 1468–1475, 2004.
- [12] A. Ashrafi and R. Adhami, "Theoretical upperbound of the spurious-free dynamic range in direct digital frequency synthesizers realized by polynomial interpolation methods," *IEEE Tran. on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 54, no. 10, pp. 2252–2261, 2007.
- [13] F. Babak and P. Keshavarzi, "A novel ddfs based on trigonometric approximation with a scaling block," in *Sixth Intl. Conference on Information Technology: New Generations*. IEEE, 2009, pp. 102–106.
- [14] X. Tian, M. Duan, C. Sun, and H. Chen, "Improving the frequency resolution of digitally synthesized periodic signals by a sequential addressing scheme," *Journal of Electronics (China)*, vol. 25, no. 5, pp. 661–666, 2008.
- [15] S.-S. Jeng, H.-C. Lin, and C.-Y. Wu, "Ddfs design using the equi-section division method for sdr transceiver," in *IEEE 19th Intl. Symp. on Personal, Indoor and Mobile Radio Comm.* IEEE, 2008, pp. 1–5.
- [16] P. Gaydecki, "New real-time algorithms for arbitrary, high precision function generation with applications to acoustic transducer excitation," in *Journal of Physics: Conference Series*, vol. 178, no. 1. IOP Publishing, 2009, p. 012015.