

Tam Çift Yönlü Haberleşme için Destek Vektör Bağlanımı ile Sayısal Öz-girişim Giderimi Digital Self-interference Cancellation with Support Vector Regression for Full Duplex Communication

Mikail Yılan, Hüseyin Özkan, Özgür Gürbüz
Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi, Sabancı Üniversitesi, İstanbul, Türkiye
{mikail, huseyin.ozkan, ozgur.gurbuz}@sabanciuniv.edu

I. GİRİŞ

Özetçe —Tam çift yönlü (TÇY) haberleşme, kullanılan bant genişliğini artırmadan veri hacmini iki katına çıkarma potansiyeli nedeniyle öne çıkan tekniklerden biridir. TÇY haberleşmeyi etkinleştirmek için, vericideki öz-girişim (ÖG) sinyali gürültü seviyesine indirgenmelidir. Mevcut çözümler ÖG'yi tüm -özellikle yüksek- gönderim gücü seviyelerinde yeterince giderememektedir. Bu bildiriye, destek vektör bağlanımı (DVB) TÇY haberleşmesi için uyarlanarak yeni bir doğrusal olmayan sayısal öz-girişim giderimi (SÖG) yaklaşımı önerilmektedir. Çalışmada değerlendirilen tüm sayısal ÖG giderimi algoritmaları tek antenli yazılım tanımlı radyo düzeneginde test edilmiş ve önerilen DVB temelli teknik ile, yüksek gönderim gücü seviyelerinde, sadece doğrusal SÖG'den 5 dB'ye kadar, bellekli polinom temelli doğrusal olmayan SÖG'den ise 3 dB'ye kadar daha yüksek toplam giderim gözlenmiştir. Belirtilen performans iyileştirmesi tabanbantta gerçekleştirilen algoritma ile sağlanmakta, ek bir donanım gerektirmemekte ve herhangi bir ek haberleşme yüküne neden olmamaktadır.

Anahtar Kelimeler—Tam çift yönlü haberleşme, doğrusal olmayan sayısal giderim, öz-girişim, destek vektör bağlanımı

Abstract—Full duplex (FD) communication is one of the prominent techniques due to its potential to double throughput without increasing the used bandwidth. To enable FD communication, the self-interference (SI) signal at the transmitter should be reduced down to the noise level. The current solutions are not able to cancel SI at all power levels, especially at high power levels. In this paper, a new nonlinear digital cancellation (DC) approach is proposed by adapting support vector regression (SVR) for FD communication. The digital SI cancellation algorithms are tested on a software defined radio set-up with a single antenna. For high transmit power levels, with the proposed SVR-based solution, up to 5 dB higher total cancellation is observed in comparison to linear DC, and up to 3 dB improvement is obtained over the memory polynomial based nonlinear DC. This performance enhancement is provided by implementing the algorithm in the baseband, it does not require any additional hardware and it does not cause any extra communication overhead.

Keywords—Full duplex communication, nonlinear digital cancellation, self-interference, support vector regression

Bu çalışma Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK) 215E326 no'lu projesiyle ve TÜBİTAK BİDEB 2211-A programıyla kısmen desteklenmiştir.

978-1-7281-7206-4/20/\$31.00 ©2020 IEEE

Tam çift yönlü (TÇY, full duplex) haberleşmede, yarı çift yönlü - haberleşmeden farklı olarak, aynı frekans bandında eşzamanlı gönderim ve alım yapılması mümkündür. TÇY haberleşme net veri hızını iki katına çıkarma potansiyelinden dolayı yeni nesil kablolu haberleşme sistemleri için aday teknolojilerden biri haline gelmiştir [1]. Öz-girişim (ÖG, self-interference) sinyali, ilgilenilen sinyale kıyasla daha kısa bir yol izlediğinden, alıcıda yüksek düzeyde girişim oluşturur. ÖG sinyalinin toplam alınan sinyalden giderilmesiyle TÇY haberleşmesi etkinleştirilebilir ve link veri hızları potansiyel olarak iki katına çıkarılabilir. TÇY haberleşmesi veri hacmindeki artış, büyük ölçüde ÖG giderim seviyesine bağlıdır [1].

Analog giderim ve sayısal öz-girişim giderimi (SÖG, digital self-interference cancellation) ile TÇY telsiz haberleşmesinde ÖG giderimi gerçekleştirilir [2]–[6]. Analog giderim kendi içinde pasif bastırma ve aktif giderim olmak üzere ikiye ayrılır. Tek antenli düzenekte anten izolasyonu artırmak için ek devre kullanılabileceği gibi [4], hiçbir ekleme olmadan da portlar arası yüksek izolasyon sağlanabilir [7]. Analog giderim sonrası, ÖG sinyali tabanbant seviyesinde sayısal olarak giderilir. Doğrusal SÖG için, havadaki kanal kestirilir ve gönderilen sinyal ile kanal kestirimi kullanılarak ÖG sinyalinin bir kopyası oluşturulur. Ardından, yeniden oluşturulan sinyal alınan sinyalden çıkarılarak kalan ÖG sinyali elde edilir [4]–[6]. Doğrusal SÖG, ÖG sinyalini gürültü tabanına bastırmak için düşük gönderim gücü seviyelerinde yeterli olsa da, alıcı-verici donanımının doğrusal olmayan davranışları nedeniyle yüksek gönderim gücü seviyelerinde doğrusalsızlıktan muzdariptir [2]. Güç yükselticinin (GY) doygunluğu, doğrusalsızlığın temel nedenidir [2], [3]. TÇY haberleşmesi için yalnızca düşük gönderim gücü seviyelerine sahip olmak, yüksek menzilde çalışmaya engel olur; dolayısıyla doğrusal olmayan sayısal ÖG giderimi, yüksek gönderim gücü seviyelerinde ve uzun menzillerde TÇY haberleşmesini sağlamak için çok önemlidir.

TÇY telsiz haberleşmesindeki doğrusalsızlık esas olarak donanımdan, özellikle GY'den kaynaklanır. GY tabanlı doğrusalsızlıkla başa çıkmak için, çalışmaların çoğunda, bellekli polinom (BP, memory polynomial) modeli kullanılır [3], [4], [8]. Ayrı bir GY mevcut olduğunda veya GY'nin girişi ve çıkışı ulaşılabilir olduğunda, doğrusal olmayan etkileri gidermek ve GY çıkışını doğrusallaştırmak için BP temelli sayısal önbozulma kullanılabilir. Ardından, yalnızca doğrusal SÖG ile

başta çıkmak yeterli olacaktır [5], [9]. BP modelinin katsayıları her gönderimde kestirilirse, hesaplanması maliyetli olur. Bu modelin karmaşıklığını azaltmak için, en küçük ortalama kareler gibi uyarlamalı teknikler önerilmiştir [10], [11]. Son zamanlarda, SÖG'de doğrusal olmayan durumları modellemek için sinir ağları tabanlı teknikler de kullanılmıştır [12], [13].

Doğrusal olmayan bağlantıyı da içeren gürbüz ve seyrek bir teknik olan destek vektör bağlantısı (DVB, support vector regression) [14], [15], doğrusal olmayanlıkları yakalamada BP modelinden daha güçlüdür. Bu çalışmada doğrusal kanal kestirimleriyle birlikte doğrusal olmayan SÖG için DVB uygulanması önerilmektedir. Burada, veri örneklemi karmaşık sayılar olduğundan, DVB ise çoğunlukla gerçel sayılar üzerinde çalıştığından, veri örneklemi gerçel ve sanal kısımlarına ayrı ayrı DVB uygulanmıştır [15]. Bilgi kaybını önlemek için, veri örneklemi hem gerçel hem de sanal kısımları, reel ve imajiner parçaların eğitimi ve öngörülmesi için girdi olarak alınmalıdır.

DVB modellerinin optimal parametrelerini belirlemek için, doğrusal, polinom ve Gauss olmak üzere üç çekirdek fonksiyonu için 5-katlı çapraz doğrulama kullanılmıştır. Doğrusal SÖG ile birlikte DVB, TÇY telsiz haberleşmesi kurulumunu oluşturan yarıklı mikroşerit yama anten ile entegre olarak WARP v3 [16] yazılım tanımlı radyo (YTR) kartında uygulanır. Bu kart, IEEE 802.11a/g fiziksel katmanını destekler ve bu çözüm, herhangi bir OFDM temelli hava arayüzüne adapte edilebilir. TÇY YTR düzeneğindeki deneysel sonuçlara göre, 20 dBm'den daha yüksek gönderim gücü seviyelerinde DVB ile BP'den 3 dB'ye kadar, sadece doğrusal SÖG'den ise 5 dB'ye kadar, daha fazla toplam ÖG giderimi gözlemlenmiştir. Sonuçlar umut vericidir ve yüksek güç seviyelerinde doğrusalsızlığı BP'nin DVB kadar iyi yakalayamadığını kanıtlamaktadır.

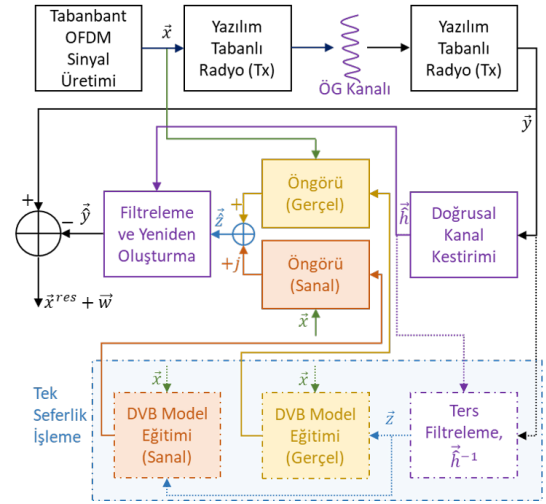
Bildirinin sonraki bölümünde, TÇY telsiz haberleşmesinin tabanbant sistem modeli ve önerilen DVB temelli SÖG açıklanmaktadır. Bölüm III'te deney sonuçlarıyla başarımlı analiz yapılmaktadır. Bölüm IV'te hesaplama karmaşıklığı analiz edilmektedir. Son bölümde ise sonuçlar tartışılmaktadır.

II. DESTEK VEKTÖR BAĞLANIMI İLE DOĞRUSAL OLMAYAN SAYISAL ÖG GİDERİMİ

A. Sistem Modeli

Önerilen TÇY telsiz haberleşmesinin blok şeması, Şekil 1'de gösterilmiştir. TÇY OFDM vericinin zinciri, konvansiyonel yarı çift yönlü vericinin zincirine benzer. Tek fark, bilinen gönderilen veri örneklemi, SÖG için alıcı zincirine beslenmesidir. Genel olarak, alınan toplam tabanbant sinyali (\vec{y}), en başta kanal etkilerinden geçen bilinen gönderilen sinyal (\vec{x}), gürültü (\vec{n}) ve ilgilenilen sinyalden oluşur. Burada, sadece ÖG sinyalini göz önüne almak için ilgilenilen sinyalin sıfır olduğu varsayılmaktadır. \vec{h} kanal dürtü yanıtı, \vec{n} toplamsal beyaz Gauss gürültüsü olmak üzere, toplam tabanbant sinyal vektörü şu şekilde ifade edilebilir: $\vec{y} = \vec{x} * \vec{h} + \vec{n}$.

Kanal \vec{h} ortamdaki etkiler dışında, alıcı-verici etkileri ile ÖG kanalını da içerir. Uzun eğitim dizisi (UED, long training sequence) sembolleri normalde alınan sinyalin başlangıcını yakalamak için kullanılır. Doğrusal SÖG için UED sembollerinin ortalaması kullanılarak ÖG kanalı (\vec{h}) kestirilir. Alınan sinyali tanımlarken kullanılan evrişim, sabit ve önceden tanımlanmış



Şekil 1: Doğrusal SÖG ile entegre, DVB temelli doğrusal olmayan SÖG'nin blok şeması

bir eşzamanlama öncülü için Toeplitz matrisi \mathbf{X}_{LTS} kullanılarak matris çarpımı ile hesaplanabilir: $\vec{y}_{LTS} = \mathbf{X}_{LTS} \vec{h} + \vec{n}$. Kanal dürtü yanıtı, \mathbf{X}_{LTS} matrisinin sözde-ters (\dagger) alınıp UED örneklemelerinin çarpılmasıyla kestirilir: $\vec{h} = \mathbf{X}_{LTS} \dagger \vec{y}_{LTS}$.

Doğrusal olmayan SÖG'yi doğrusal kestirim ile entegre etmek için, öncelikle kanal etkilerini kaldırmak maksadıyla ters filtreleme uygulanır ve geriye yalnızca doğrusal olmayan etkilerin giderilmesi kalır. Ters filtreleme adımları şu şekilde formüle edilebilir: $\vec{H} = \text{FFT} \{ \vec{h} \}$ ve $\vec{Y} = \text{FFT} \{ \vec{y} \}$ sırasıyla kanal kestiriminin ve alınan sinyalin frekans alanı karşılıkları olmak üzere $\vec{Z} = \vec{Y} / \vec{H}$ ve $\vec{z} = \text{IFFT} \{ \vec{Z} \}$.

Doğrusal olmayan giderim işlemi tamamlandığında, Şekil 1'de gösterildiği gibi, doğrusal kanal kestirimleri doğrusal olmayan giderimin çıktısı \vec{z} ile evriştirilir ve daha sonra yeniden oluşturulmuş sinyal vektörünü \vec{y} elde etmek için [3], [6] no'lu çalışmalardaki gibi yeniden oluşturma adımları izlenir.

B. Doğrusal Olmayan Giderim

Gönderilen sinyalin (\vec{x}) bir sınır hiperdüzlemi görevi gören doğrusal bir fonksiyonu ($f(\vec{x})$) şöyle tanımlanabilir [14]: $f(\vec{x} | \vec{w}, b) = \vec{w}^T \vec{x} + b$. Burada \vec{w} hiperdüzleme normal bir vektördür ve b yanlılık terimidir. Daha sonra, hedef vektör \vec{z} ile fonksiyonun sonucu arasındaki fark bağlantı için en aza indirilmelidir. N eğitim örneklemelerinin sayısı ve $|\cdot|_\epsilon$, ϵ -duyarsız kayıp fonksiyonu olmak üzere [14]: $\min_{\vec{w}, b} \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |z_i - f(\vec{x}_i | \vec{w}, b)|_\epsilon$ şeklinde minimize edilir. ϵ -duyarsız kayıp fonksiyonunda, ϵ^* a kadar hatalar tolere edilir (sıfır sayılır) ve hatalar ϵ^* 'u aştığından, kayıp fonksiyonunun sonucu doğrusal olarak artar [14], [17].

ϵ -alanı değerinden sapmaları hesaba katmak için her bir örneklem için arıran değişkenler (ξ_i, ξ_i^*) tanımlanır. DVB için, azaltılmış dışbükey optimizasyon problemi şu şekilde formüle edilmiştir: ($\forall i : z_i - w_i x_i - b \leq \epsilon + \xi_i^*$), ($\forall i : w_i x_i + b - z_i \leq \epsilon + \xi_i$), ve ($\forall i : \xi_i^*, \xi_i \geq 0$) kısıtlarıyla

$$\min_{\vec{w}, b, \xi_i, \xi_i^*} \frac{1}{2} \vec{w}^T \vec{w} + C \left(\sum_{i=1}^N \xi_i^* + \sum_{i=1}^N \xi_i \right), \quad (1)$$

Burada, C sabiti alt-üst limit kısıtı olarak adlandırılır ve ε payının dışındaki gözlemler bu kısıta bağlı olarak cezalandırılır. Ayrıca, bu kısıt aşırı uymayı önleyecek şekilde tasarlanmıştır. Denklem (1)'in \vec{w} 'ye göre çözümü negatif olmayan α_i , α_i^* katsayıları ve \vec{x} gözlemleri ile tanımlanır [14]:

$$\vec{w} = \sum_{i=1}^N (\alpha_i^* - \alpha_i) x_i, \quad (2)$$

Burada, $\vec{\alpha}$ ve $\vec{\alpha}^*$ katsayıları amaç fonksiyonunu minimuma indirerek belirilir: ($\sum_{j=1}^N \alpha_i^* = \sum_{j=1}^N \alpha_i$) ve ($\forall i : \alpha_i^*, \alpha_i \leq C$) kısıtlarıyla

$$\begin{aligned} \min_{\vec{\alpha}, \vec{\alpha}^*} \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N (\alpha_i^* - \alpha_i) (\alpha_j^* - \alpha_j) G(x_i, x_j) \\ + \varepsilon \sum_{i=1}^N (\alpha_i^* + \alpha_i) - \sum_{i=1}^N z_i (\alpha_i^* - \alpha_i). \end{aligned} \quad (3)$$

Burada, $G(x_i, x_j)$ çekirdek fonksiyonunu temsil eder. Yaygın olarak kullanılan çekirdek fonksiyonları: doğrusal ($x_i x_j$), Gauss (radyal bazlı fonksiyon (RBF)) ($e^{-\|x_i - x_j\|^2}$) ve polinom ($1 + (x_i x_j)^k$ burada k polinomun kuvvetidir) fonksiyonlarıdır. $f(\vec{x})$ fonksiyonunda (2) kullanıldığında, hedef vektörü \vec{z} için öngörü fonksiyonu $\tilde{f}(\vec{x})$ şu şekilde tanımlanır:

$$\vec{z} = \tilde{f}(\vec{x}) = \sum_{i=1}^N (\alpha_i^* - \alpha_i) G(x_i, \vec{x}) + b. \quad (4)$$

DVB'nin giriş vektörü, sütun dizili gözlem matrisidir. Bu matris üç birleştirme adımında oluşturulur: *i*) [15] no'lu çalışmada olduğu gibi karmaşık sayılarda gönderilen sinyal \vec{x} 'in gerçel ve sanal kısımlarına ayrılması ve bitleştirilmesi; *ii*) Bellek adı verilen mevcut ve geriye dönük örneklemelerin alınması; *iii*) [3] no'lu çalışmada olduğu gibi polinomda tek dereceli terimlerin hesaba katılması.

m bellek uzunluğunu, d polinomun tek derecelerinden en yüksekini, ve L gözlem sayısını göstermek üzere, $S \in \{re, im\}$ için $\forall \{i, d\} : \beta_i^{d,S} = x_i^S |x_i|^{d-1} \dots x_{i+m-1}^S |x_{i+m-1}|^{d-1}$, şeklinde tanımlanabilir. Buna göre, gözlem matrisi şöyle oluşturulur:

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} \beta_1^{1,re} & \beta_1^{3,re} & \dots & \beta_1^{d,re} & \beta_1^{1,im} & \dots & \beta_1^{d,im} \\ \beta_2^{1,re} & \beta_2^{3,re} & \dots & \beta_2^{d,re} & \beta_2^{1,im} & \dots & \beta_2^{d,im} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \beta_L^{1,re} & \beta_L^{3,re} & \dots & \beta_L^{d,re} & \beta_L^{1,im} & \dots & \beta_L^{d,im} \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Denklem (4)'teki DVB formülasyonu, karmaşık değerli ÖG giderimi problemine uyarlanmıştır. İki bağımsız DVB modeli, karmaşık değerli hedef vektör \vec{z} 'nin gerçel ve sanal kısımları için bir kez öğrenilir. Giriş vektörleri, eğitim örneklemelerinden (5)'te tanımlanan gözlem matrisi kullanılarak üretilir. Eğitim sonrası müteakip iletim için, hedef vektörün gerçel ve sanal kısımları karmaşık değerli gönderilen sinyal ve öğrenilmiş DVB modelleri kullanılarak ayrı ayrı öngörülür. Şekil 1'de gösterildiği gibi, karmaşık değerli \vec{z} , öngörülen gerçel ve sanal değerlerin birleştirilmesiyle elde edilir.

III. BAŞARIM ANALİZİ

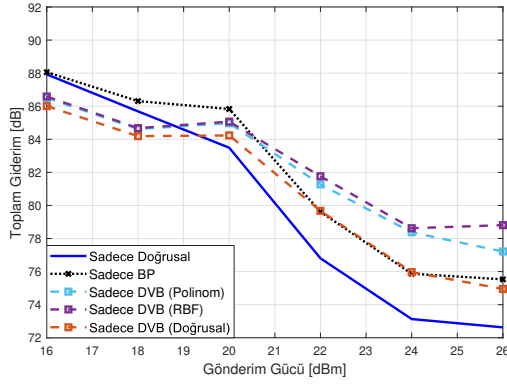
TÇY telsiz haberleşmesi düzeneği, bir yarıklı çift polarize mikroşerit yama anteni, bir WARP v3 YTR kartı ve bir dizüstü bilgisayardan oluşur. Üretilen mikroşerit yama anteni, 2.45 GHz çalışma frekansında 50 MHz bant genişliği için 55 dB'den fazla portlar arası izolasyon sağlamaktadır [7]. Kart IEEE 802.11a/g fiziksel katmanını desteklemektedir [16]. Düzenekte, WARP v3 YTR kartı dizüstü bilgisayara bir ethernet kablosuyla bağlanır ve SÖG algoritmaları, MATLAB arayüzü kullanılarak uygulanır.

DVB kullanıldığında, asıl zorluk [17] no'lu çalışmada vurgulandığı gibi ε hatası ve C kısıtı anahtar parametrelerinin seçilmesidir. Ayrıca, çekirdek ölçeği (γ) olarak adlandırılan başka bir parametre, DVB'yi uygulamadan önce giriş verilerinin genliğini ayarlar. Bu özellikle RBF çekirdek fonksiyonu için çok önemlidir. Ayrıca, doğrusal olmayan SÖG için TÇY telsiz haberleşmesi düzeneğinde, bellek uzunluğu m ve polinomun derecesi d önemli parametrelerdir. Dolayısıyla, tüm bu parametrelerin optimal değerleri her bir gönderim gücü seviyesinde çeşitli çekirdek fonksiyonları (doğrusal, polinom ve RBF) için 5-katlı çapraz doğrulama kullanılarak belirlenir. Deneylerde, her gönderimde 700 OFDM sembolü, yani 56000 örneklem gönderilip alınmıştır. Adil karşılaştırma için, eğitim uzunluğu 10000 örneklem olarak seçilmiştir [3].

16 dBm ila 26 dBm arasındaki yüksek gönderim gücü seviyeleri için, yalnızca doğrusal, yalnızca BP ve yalnızca DVB teknikleri ile elde edilen toplam ÖG giderim sonuçları Şekil 2'de gösterilmiştir. Yine aynı gönderim gücü seviyeleri için, sadece doğrusal, BP temelli ve DVB temelli doğrusal olmayan çözümlerin toplam ÖG giderim sonuçları ise Şekil 3'te karşılaştırılmıştır. 22 dBm gönderim gücünden itibaren, DVB tekniklerinin doğrusal olmayan giderim için hem yalnız başına kullanıldıklarında, hem de doğrusal kestirim ile entegre kullanıldıklarında BP tekniğinden daha güçlü hale geldiği gözlemlenmiştir. DVB tek başına kullanıldığında 20 dBm gönderim gücünden itibaren, entegre çözümde ise tüm gönderim gücü seviyeleri için sadece doğrusal SÖG'den daha iyi performans göstermiştir. Önerilen doğrusal kanal kestirimiyle entegre, doğrusal olmayan SÖG çözümünde DVB'nin RBF ve polinom çekirdek fonksiyonlarının kullanılması, BP modeli kullanılmasından 3 dB'ye kadar daha fazla toplam giderim sağlamaktadır. Dahası, doğrusal kestirimle entegre DVB çözümü, sadece doğrusal SÖG'den ise 5 dB'ye kadar daha iyi performans göstermektedir.

IV. HESAPLAMA KARMAŞIKLIĞI ANALİZİ

n eğitim için kullanılan örneklem sayısı, q test için kullanılan örneklem sayısı, n_{sv} DVB'deki destek vektör sayısı, p BP modelinde katsayı sayısı, DVB'de ise öznitelik sayısı olsun. Karmaşık sayılarla çalışan en küçük kareler yöntemi temelli BP modelinin hesaplama karmaşıklığı eğitim aşamasında $O(3p^2n + 3p^3)$, test aşamasında ise sonraki bir örneklem için $O(3p)$ 'dir. Test aşamasındaki tüm örneklemeler dahil edildiğinde ise karmaşıklık $O(3pq)$ olur. Ayrıca, (5)'teki matris için gönderilen sinyal vektörünün yüksek derecelerini de hesaplamak gerekir. Bu hesap, eğitim aşamasında ihmal edilebilecek bir hesaplama karmaşıklığı getirirken, test aşamasının toplam hesaplama karmaşıklığı $O(3pq + 6q)$ olur. Sadece gerçel sayılarla çalışan SVR modelinin hesaplama karmaşıklığı eğitim aşamasında $O(n^2p + n^3)$ olarak, test aşamasında ise



Şekil 2: Yüksek gönderim gücünde sadece doğrusal, sadece BP ve sadece DVB SÖG tekniklerinin toplam ÖG giderimi performansı

$O(n_{sv}pq + 5q)$ olarak belirlenmiştir. Ek olarak, DVB’de gerçek ve sanal sayılar için iki ayrı model öğrenilir ve öngörülebilir kullanılır. Her iki teknik için eğitim ve test aşamalarındaki hesaplama karmaşıklığı semboller ve sayısal değerler cinsinden Tablo I’de verilmiştir. Bu tablodan görülebileceği gibi, DVB’nin sağladığı iyileşme eğitim ve test aşamalarında BP’ye göre daha fazla hesaplama karmaşıklığı maliyetiyle gelmektedir. Öte yandan, her bir gönderim gücü seviyesi için ilk gönderimde, DVB’de öğrenilen modellerin (BP’de de kestirilen katsayıların) kaydedilmesi ve sonraki gönderimlerde tekrar kullanılması önerilmektedir. Böylece, önerilen DVB temelli çözümün hesaplama karmaşıklığı %1’in altına indirildiği gibi, ek haberleşme yükü de bulunmamaktadır.

V. SONUÇLAR

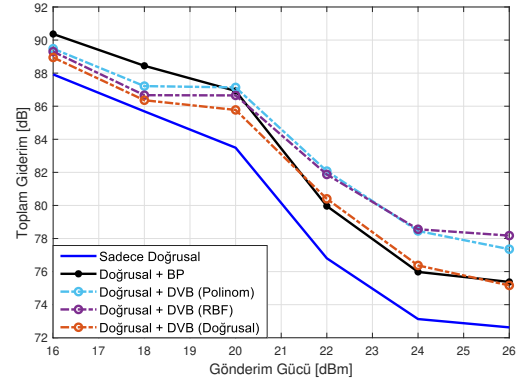
Bu çalışmada, TÇY telsiz haberleşmesi için doğrusal olmayan sayısal ÖG giderimi yöntemi olarak doğrusal kanal kestirimleri ile entegre DVB tekniğinin kullanılması önerilmektedir. Laboratuvar ortamında yapılan deney sonuçlarına göre, yüksek gönderim gücü seviyeleri için, toplam giderim performansı sadece doğrusal SÖG’ye karşı 5 dB’ye kadar artırılmıştır. Ayrıca, yaygın olarak kullanılan BP’ye kıyasla 3 dB’ye kadar iyileşme gözlenmiştir. Bu sayede link veri hızını ve veri hacmini artıran TÇY haberleşmenin menzili uzayacaktır. Önerilen doğrusal olmayan ÖG giderimi çözümü, TÇY telsiz haberleşmesi tasarımı için herhangi bir donanım değişikliği veya ek devre gerektirmemekte ve sistemde ek haberleşme yüküne neden olmamaktadır.

KAYNAKLAR

- [1] T. Le-Ngoc and A. Masmoudi, *Full-Duplex Wireless Communications Systems: Self-Interference Cancellation*. Springer, 2017.
- [2] M. Yılan, H. Ayar, H. Nawaz, O. Gurbuz, and I. Tekin, “Monostatic Antenna In-Band Full Duplex Radio: performance Limits and Characterization,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 68, no. 5, pp. 4786–4799, May 2019.

TABLO I: BP ve DVB çözümlerinin hesaplama karmaşıklıkları ($n = 10000$, $q = 46000$, $p_{BP} = 768$, $p_{DVB} = 30$ ve $n_{sv} = 5364$ için)

| | Eğitim | Test |
|-----|------------------------|------------------------|
| BP | $O(3p^2n + 3p^3)$ | $O(3pq + 6q)$ |
| | $1,905 \times 10^{10}$ | $1,063 \times 10^8$ |
| DVB | $O(2[n^2p + n^3])$ | $O(2[n_{sv}pq] + 5q)$ |
| | $2,006 \times 10^{12}$ | $1,480 \times 10^{10}$ |



Şekil 3: Yüksek gönderim gücünde sadece doğrusal, doğrusal SÖG ile entegre, BP temelli ve DVB temelli SÖG tekniklerinin toplam giderim performansı

- [3] M. Yılan, O. Gurbuz, and H. Ozkan, “Nonlinear digital self-interference cancellation for full duplex communication,” *Physical Communication*, vol. 35, p. 100698, 2019.
- [4] D. Bharadia, E. McMillin, and S. Katti, “Full duplex radios,” in *ACM SIGCOMM Computer Communication Review*, vol. 43. ACM, 2013, pp. 375–386.
- [5] M. S. Sim, M. Chung, D. Kim, J. Chung, D. K. Kim, and C. B. Chae, “Nonlinear self-interference cancellation for full-duplex radios: from link-level and system-level performance perspectives,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 55, no. 9, pp. 158–167, 2017.
- [6] M. S. Amjad, H. Nawaz, K. Ozsoy, O. Gurbuz, and I. Tekin, “A Low-Complexity Full-Duplex Radio Implementation With a Single Antenna,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 67, no. 3, pp. 2206–2218, March 2018.
- [7] H. Nawaz and I. Tekin, “Three dual polarized 2.4 GHz microstrip patch antennas for active antenna and in-band full duplex applications,” in *2016 16th Mediterranean Microwave Symposium (MMS)*, Nov 2016, pp. 1–4.
- [8] L. Anttila, D. Korpi, V. Syrjälä, and M. Valkama, “Cancellation of power amplifier induced nonlinear self-interference in full-duplex transceivers,” in *2013 Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, Nov 2013, pp. 1193–1198.
- [9] A. C. M. Austin, A. Balatsoukas-Stimming, and A. Burg, “Digital predistortion of power amplifier non-linearities for full-duplex transceivers,” in *2016 IEEE 17th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)*, July 2016, pp. 1–5.
- [10] D. Korpi, Y. Choi, T. Huusari, L. Anttila, S. Talwar, and M. Valkama, “Adaptive nonlinear digital self-interference cancellation for mobile inband full-duplex radio: algorithms and RF measurements,” in *2015 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, Dec 2015, pp. 1–7.
- [11] M. Emara, P. Rosson, K. Roth, and D. Dassonville, “A full duplex transceiver with reduced hardware complexity,” in *GLOBECOM 2017 - 2017 IEEE Global Communications Conference*, Dec 2017, pp. 1–6.
- [12] W. Zhang, J. Yin, D. Wu, G. Guo, and Z. Lai, “A self-interference cancellation method based on deep learning for beyond 5G full-duplex system,” in *2018 IEEE International Conference on Signal Processing, Communications and Computing (ICSPCC)*, Sep. 2018, pp. 1–5.
- [13] A. Balatsoukas-Stimming, “Non-linear digital self-interference cancellation for in-band full-duplex radios using neural networks,” in *2018 IEEE 19th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)*, June 2018, pp. 1–5.
- [14] V. Vapnik, *The Nature of Statistical Learning Theory*, 2nd ed. Springer science & business media, 2000.
- [15] P. Bouboulis, S. Theodoridis, C. Mavroforakis, and L. Evaggelatou-Dalla, “Complex support vector machines for regression and quaternary classification,” *IEEE transactions on neural networks and learning systems*, vol. 26, no. 6, pp. 1260–1274, 2014.
- [16] “WARP Project,” <http://warpproject.org>.
- [17] M. Mohri, A. Rostamizadeh, and A. Talwalkar, *Foundations of Machine Learning*. MIT Press, 2018.