

KESTİRİM FİLTRESİNİN KULLANILDIĞI DS/CDMA SİSTEMLERİNDEKİ DARBANTLI GİRİŞİM BASTIRMA VERİMLİLİĞİNİN İNCELENMESİ

CebraİL ÇİFTLİKLi¹

İbrahim DEVELİ²

Mustafa ALKAN³

^{1,2} Elektronik Mühendisliği Bölümü, Erciyes Üniversitesi, 38039, Kayseri

³ Elektronik Mühendisliği Bölümü, Niğde Üniversitesi, Niğde

¹e-posta: cebrailc@erciyes.edu.tr

² e-posta: develi@erciyes.edu.tr

Anahtar sözcükler: Kod Bölmeli Çoklu Erişim, Yayılı Spektrum, Girişim Bastırma

ABSTRACT

In recent years, there has been an increasing interest in the use of code-division multiple access (CDMA) in cellular mobile and wireless personal communications. The choice of such multiaccess technique is attractive because of its potential capacity increases and other technical factors such as privacy and multipath rejection capabilities. In this paper, signal processing techniques for narrowband interference suppression over and above the performance improvement that comes automatically by employing spread spectrum are considered. In particular, estimation filters are presented and a brief overview of other techniques is given. The effectiveness of the interference suppression for two-sided and one-sided filter structures is examined by using simulations which are represent SNR improvements.

1. GİRİŞ

Kod Bölmeli Çoklu Erişim (CDMA), yayılı spektrum iletişim prensibini kullanan bir kablosuz iletişim teknolojisidir. Yayılı spektrum, bilgiyi göndermek için gerekli minimum bant genişliğinden daha fazla bir bant genişliği kullanılarak işaretin iletilmesi olarak tarif edilebilir. CDMA teknolojisinin amacı, sınırlanmış bir frekans sistemindeki bant genişliği artışının sağlanması ve bunun yanısıra güvenli bir iletişimin oluşturulmasıdır. Her ne kadar yayılı spektrum iletişimi ilk olarak askeri iletişimde kullanılsa da, ticari dijital hücresel ve kişisel iletişim sistem ağları için bir alternatif standart olan, bağlaşım standardı IS-95 CDMA teknolojisinin ileri sürülmesiyle askeri alandan ticari alana kaymıştır [1]. Bir CDMA iletişim sistemindeki girişim çok değişik biçimlerde olabilir. Bu girişim biçimlerinden ilki, CDMA sistemindeki çok sayıdaki kullanıcının eşzamanlı iletişimden kaynaklanan çoklu erişim (MAI) veya kanallar arası girişimdir. Geniş bantlı

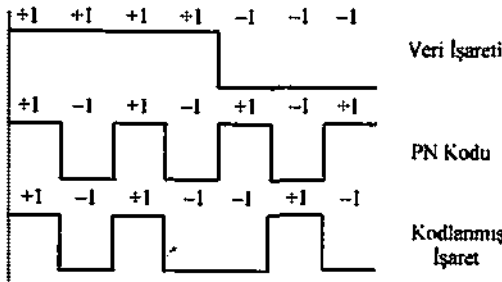
girişim olarak da bilinen bu girişim, CDMA sistemindeki her kullanıcının, frekans domeninde yayılmış bir işaret şeklinde olması gerçeğine dayanılarak adlandırılmıştır. Diğer girişim kaynakları, CDMA sisteminden kaynaklanmayan fakat aynı kanalı paylaşan ve frekans domeninde CDMA işaretlerini kısmen kaplayan işaretlerdir. CDMA sisteminin bant genişliğinin büyük olması nedeniyle bu tür işaretlerin birçoğu darbantlı girişim olarak karakterize edilebilirler.

2. DARBANTLI GİRİŞİM PROBLEMİ

Sürekli olarak artan hızda frekans spektrumunun kalabalıklaşması, iletişim endüstrisinde büyük bir endişeye yol açmıştır. Varolan bu çok-kullanıcı ortamlar için yayılı spektrum tekniklerinin kullanımı, mevcut bant kullanıcılarının yanına yeni mobil sistemlerinin dahil edilmesini mümkün hale getirmektedir[2].Yayılı spektrum iletişimi ilk olarak 1950'lerde askeri iletme zarar vermeye yönelik çabaları yok etmek amacıyla geliştirilmiştir. Askeri ve aynı zamanda ticari uygulamalar için yayılı spektrum çekici hale getiren en önemli karakteristik, askeriyede " boğma direnci " olarak bilinir. Askeri iletişim frekansına kasten zarar vermek isteyen bir düşman ile mücadele etmek için askeri işaret, frekans domeninde yayılmıştır. Bozguncu, bir frekansta konsantre olmuştur ve ilgilendiği bölge oldukça dar bir bant genişliği içermektedir. Alıcı tarafta askeri işaret toplanır (de-spreading) ve yeniden orijinal veri bant genişliğine çekilir. Bu toplama işlemi sırasında darbantlı işaret geniş bir bant genişliği boyunca yayılmıştır. Bir bant geçiren filtre kullanılarak işaretin alınması sırasında, girişim gücünün büyük bir kısmı yok edilmiş olur. Yayılı spektrum bu gizliliği, bir düşman alıcısının gürültü zemininin altında uzanacak şekilde işaret enerjisini frekans domenine yayarak gerçekleştirir.

Veri işareti spektrumunun yayılması ile ilgili metotlar iki kategoriye ayrılır; *Doğrudan Aradışıl Yayılı*

Spektrum (DSSS) ve Frekans Atlamalı Yayılı Spektrum (FHSS). Bu çalışmada, her bireysel bitin bir ikili dizi ile modüle edildiği DSSS sistemi göz önüne alınmıştır. Veri biti ile farklılığı belirtmek için , bir kod dizi bitine karşı gelen ikili darbe *chip* olarak adlandırılır. Dizi seçiminin, performans katkısı bakımından birçok faydası vardır. Bu dizilerin göze çarpan en büyük özelliği, gürültü benzeri (pseudonoise) dizileri olması ve deterministik bir yapıya sahip olmalarına rağmen ± 1 'lerin bir rasgele dizi görünümünde olmalarıdır. Bu sebeple orjinal işaretin spektrumu, bit süresinin chip süresine oranı (G) olan bir büyüklükle yayılmıştır. Şekil-1'de, bir PN (pseudonoise) dizisiyle modüle edilmiş bir veri gösterilmektedir. İkinci özellik, PN dizilerinin toplamının oldukça düşük çapraz ilintiye sahip olmaları ve karşılıklı biçimde hemen hemen ortogonal yapıda olmalarıdır. Bu karakteristik sayesinde yayılı spektrum, çok-kullanıcılı iletişim metodu olarak kullanılabilir hale gelir. Böylece birden fazla kullanıcı, farklı PN dizileri ile aynı frekans aralığında önemli derecede birbirleriyle karışmadan yayın yapabilir. Bu ise, frekans spektrumunun daha verimli olarak kullanılmasını sağlar.



Şekil-1. Veri işaretinin PN dizisi ile kodlanması

Yayılı spektrum, doğal yapısı gereği gürültü bastırma yeteneğine sahip olsada araştırmalar, darbantlı girişimi bastırmaya yönelik işlemler ile performansın daha da artırılabilceğini göstermiştir. Yayılı spektrum sistemlerindeki darbantlı girişim bastırma verimliliği işleme kazancına (G) bağlıdır. Bant genişliği kısıtlamalarından dolayı işleme kazancı sınırlandırıldığı zaman, toplamadan önce alınan işaretin filtrelenmesiyle girişim bastırma önemli ölçüde etkili hale getirilebilir. Bu işlem, istenilen darbantlı girişim işaretlerinin bant genişlikleri arasındaki büyük farka dayanılarak gerçekleştirilir. Bu nedenle girişim, çentik filtreleri vasıtasıyla başarılı bir biçimde bastırılabilir.

Darbantlı girişimin bastırılmasında kullanılan teknikler üç temel kategoride sınıflandırılabilir. Birinci kategorideki algoritmalar kestirim işlemesine dayanır [3]. Girişim, bir tüm kutuplu filtreden geçen Beyaz Gauss Gürültüsü olarak modellenir. Bir tüm kutuplu modelin katsayılarının kestirimi için doğrusal öngörü kullanılır. Alınan işaret, dedeksiyondan önce darbantlı girişimi bastıran bu filtreden geçer. İkinci kategorideki algoritmalar dönüşüm domen

filtrelemesine dayanır [4]. Alıcı, alınan işaretin gerçek zamanlı hızlı Fourier dönüşümünü hesaplar. İşaret spektrumu göz önüne alınarak girişimin bastırılması için bir çentik filtre tasarlanır. Dönüşüm, filtrenin transfer fonksiyonu ile çarpılır ve çarpımın ters dönüşümü, bir uyumlu filtre ile dedeksiyondan önce hesaplanır.

Üçüncü kategorideki algoritmalar, adaptif CDMA alıcılarına dayanır [5]. Bir adaptif doğrusal CDMA alıcısı, bir en küçük ortalama kare hata (LMSE) dijital filtresi ve bir karar devresinden oluşur. Alıcı, eğitim modunda optimum olarak başlangıç filtre katsayılarını kestirir ve referans olarak dedekte edilmiş veri sembollerini kullanarak iletişim modunda sürekli olarak bunları ayarlar. Bu sebeple alıcı, darbantlı girişimi bastırma için filtreye ek olarak ayrı bir toplama devresine gerek duymaz. Bu tekniklerin tümünde girişim bastırma, kavramsal olarak iki adımda gerçekleştirilir. İlk adımda girişim işaretleri kestirilerek filtrede kullanmak için gerekli katsayılar seti hesaplanır. İkinci adımda ise alınan işaretin gerçek filtrelemesi yapılır.

Bu çalışmada, darbantlı girişimin bastırılması için kestirim işleme metodu kullanılmıştır.

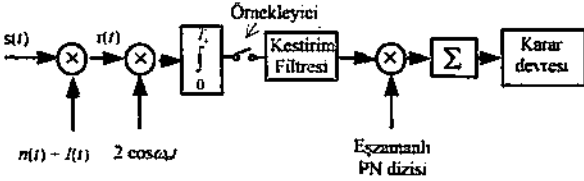
3. DSSS ALICISI VE KESTİRİM FİLTRE YAPILARI

Kestirim Filtreleri, geleneksel DSSS sistemlerinin darbantlı girişimin bastırılmasına yönelik varolan yeteneklerini artırmak için kullanılabilir. Şekil-2, kestirim filtresinin bir yayılı spektrum alıcısı yapısına nasıl yerleştirildiğini göstermektedir. Kanalı sadece $n(t)$ Gauss gürültüsü ve $l(t)$ darbantlı girişim oluşturduğu kabul edilirse bu durumda alınan işaret $r(t)$; iletilen işaret $s(t)$, darbantlı girişim ve ısı gürültüsünün toplamından oluşacaktır. Isıl gürültünün de düz bir spektruma sahip olduğu kabul edilmektedir. Girişim genel olarak; bant genişliği, iletilen işaretin bant genişliğinden çok daha küçük olan ve beyaz olmayan bir yapıda olduğu kabul edilir. Filtreleme işlemi temelbant da gerçekleştirilir ve taşıyıcı ile chip senkronizasyonunun mükemmel olduğu kabul edilir. Yayılı spektrum işaretinin spektrumu geniş ve düz olduğu için örnekleri ilintisizdir ve darbantlı kestirim filtreleri yardımıyla öngörülemez.

Diğer taraftan güçlü bir darbantlı girişim, doğrusal öngörü algoritmaları ile geçmiş değerlerinden kolayca öngörülebilecek oldukça yüksek ilintili örneklere sahiptir. Bu sebeple, önceki örneklerine dayanılarak alınan işaretin bir öngörüsü, darbantlı girişim işaretinin bir kestirimi olacaktır. Bu kestirim bir kez elde edildiğinde, alınan işaretten çıkarılır. Bu sebeple, alınan işaret üzerindeki darbantlı girişimin etkisi eğer kestirimi doğru ise yok edilebilir. Bu işlemlerden sonra alınan işaret; iletilen işaret, ısı gürültü ve arzulanan işaret üzerinde küçük bir bozulma yaratacak artık girişimin toplamından oluşur.

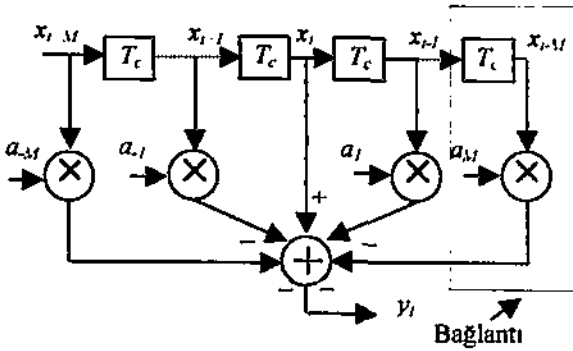
Şekil-3'de gösterilen iki taraflı ve tek taraflı filtre yapıları girişim bastırma için kullanılabilir. Şekilde gösterilen tek taraflı filtre, aynı zamanda öngörü hata

veya Wiener filtresi olarak da adlandırılır. Bu filtre, giriş işaretinin geçmiş örneklerini sadece, giriş işaretinin şimdiki örneğinin bir kestirimini üretmek için kullanır.

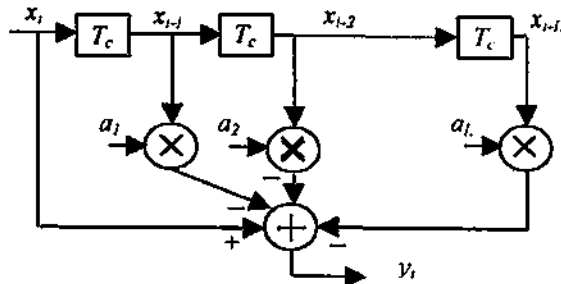


Şekil-2. Alıcı blok diyagramı

Girişim bastırma verimliliği, SNR veya hata olasılık iyileşmeleri ile ölçülebilir. Bu çalışmada verimliliğin ölçümü için SNR'deki iyileşme üzerinde çalışılmıştır. SNR iyileşmesi, filtreli bir sistemdeki SNR'nin, bir bastırma filtresi olmadan çalışan sistemin SNR'sine oranı olarak tanımlanır. Darbantlı girişimin bastırılmasında kullanılan optimum filtre katsayıları, giriş işaretinin ilinti matrisine bağlıdır. Bu sebeple eğer girişim işaretinin ilinti matrisi tanımlanmış ise SNR iyileşme faktörü için kapalı form çözüm elde edilebilir. Bu çözüm için girişimin, bir darbantlı birinci dereceden öz bağımlı süreç olarak modellenmesi ile gösterilecektir. Bu modelde şimdiki örnek değeri, bir hata teriminin eklendiği geçmiş örnek değerlerinin bir doğrusal kombinasyonundan oluşur.



(a)



(b)

Şekil-3. (a) İki Taraflı Filtre (2SF), (b) Tek Taraflı Filtre (1SF)

Örnekleme anları kT_c 'de normalize filtre giriş işareti aşağıdaki gibi gösterilebilir

$$x(k) = b \cdot C(k) + I(k) + n(k) \quad (1)$$

Burada: b iletilen ikili veri, $C(k)$ kod dizisi, $I(k)$ darbantlı girişim örneği ve $n(k)$ gürültü örneğidir. Burada gürültüyü sınırlamak için Şekil-2'deki chip uyumlu filtrenin yerine, bant genişliği $1/T_c$ ile orantılı bir alçak geçiren filtre kullanılmıştır. Girişim işareti $I(k)$, sıfır ortalamalı ve kovaryans dizisi $\rho_I(k)$ olan bir geniş anlamda durağan olasılıksal işlem olarak kabul edilmiştir. Bu noktada; sıfır hariç α , β ve $\mathfrak{R}_0(\alpha, \beta)$ 'yı içeren, α ve β arasındaki tamsayıların bir seti olan $\mathfrak{A}(\alpha, \beta)$ notasyonu tanımlanacaktır. Filtre çıkış işareti aşağıdaki gibi gösterilebilir

$$z(k) = \sum_{l \in \mathfrak{A}} h(l)x(k-l) \quad (2)$$

burada \mathfrak{A} , bir tek taraflı filtre için $\mathfrak{A}(0, M)$ ve bir çift taraflı filtre için $\mathfrak{A}(-M, M)$ dir. $h(l)$ ise, aşağıdaki ifade ile tanımlanan filtre impuls cevabıdır

$$h(l) = \begin{cases} -a_l & l \neq 0 \\ 1 & l = 0 \end{cases} \quad (3)$$

burada a_l , aşağıdaki ifade ile tanımlanır

$$W = \{a_{-M}, a_{-M+1}, \dots, a_{-1}, a_1, \dots, a_M\}^T \quad (4)$$

Eşitlik (1), Eşitlik (2) de kullanılarak filtre çıkışı için aşağıdaki ifade elde edilir.

$$z(k) = C_0(k) + I_0(k) + n_0(k) \quad (5)$$

burada $C_0(k)$, $I_0(k)$ ve $n_0(k)$ sırasıyla; kullanışlı işaretin, girişimin ve gürültünün filtrelenmiş biçimleridir. Şekil-2'deki karar devresinde kullanılan karar değişkeni U , filtre çıkış işaretinin kod ile çarpılması sonucu şekillendirilmiştir ve aşağıdaki üç bileşenden oluşur

$$U = \sum_{k=1}^N z(k)C(k) = \sum_{k=1}^N C_0(k)C(k) + \sum_{k=1}^N I_0(k)C(k) + \sum_{k=1}^N n_0(k)C(k) = U_1 + U_2 + U_3 \quad (6)$$

burada N , yayma kazancına eşit olduğu kabul edilen kod dizisinin uzunluğudur. İşaret gürültüsü ve darbantlı girişimin karşılıklı olarak bağımsız olduğu kabulü ışığında ortalama değerler için aşağıdaki ifadeler elde edilir

$$E[U_1] = b \cdot N \quad E[U_2] = E[U_3] = 0 \quad (7)$$

$b^2 = 1$ olduğu akıld tutularak varyanslar aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\begin{aligned}\text{var}[U_1] &= N \sum_{m \in \mathbb{R}_0} h^2(m) \\ \text{var}[U_2] &= N \sum_{m_1, m_2 \in \mathbb{R}} h(m_1)h(m_2)r_l(m_2 - m_1) \\ \text{var}[U_3] &= N \sum_{m_1, m_2 \in \mathbb{R}} h(m_1)h(m_2)r_n(m_2 - m_1)\end{aligned} \quad (8)$$

burada $\rho_l(\cdot)$ ve $\rho_n(\cdot)$, sırasıyla girişim ve gürültü işaretlerinin kovaryans fonksiyonlarıdır. Kovaryans fonksiyonları için aşağıdaki ifadeler yazılabilir

$$\text{cov}\{U_i, U_j\} = 0 \quad i \neq j \quad (9)$$

Filtre çıkışındaki SNR, aşağıdaki gibi ifade edilebilir

$$(SNR)_{\Delta} = \frac{E^2[U]}{\text{var}[U]} = \frac{N}{\sum_{m \in \mathbb{R}_0} h^2(m) + \sum_{m_1, m_2 \in \mathbb{R}} h(m_1)h(m_2)[\rho_l(m_2 - m_1) + \rho_n(m_2 - m_1)]} \quad (10)$$

basturma filtresi kullanılmadığı zaman $[h(0) = 1, \text{ ve } l \neq 0 \text{ için } h(l) = 0]$ işaret gürültü oranı şu şekilde ifade elde edilir

$$(SNR)_{n0} = \frac{N}{\rho_l(0) + \rho_n(0)} \quad (11)$$

filtrenin kullanıldığı durum için performans iyileşmesi aşağıdaki ifade ile verilir

$$G = \frac{\rho_l(0) + \rho_n(0)}{\sum_{m \in \mathbb{R}_0} h^2(m) + \sum_{m_1, m_2 \in \mathbb{R}} h(m_1)h(m_2)[\rho_l(m_2 - m_1) + \rho_n(m_2 - m_1)]} \quad (12)$$

Filtre giriş işareti $x(k)$ için kovaryans fonksiyonu $\rho(k)$, üç bileşenin toplamından oluşur

$$\rho(k) = \delta_c(k) + \rho_l(k) + \rho_n(k) \quad (13)$$

burada $\delta_c(k)$, PN kodunun kovaryans dizisidir (kronecker delta fonksiyonu). $\rho_n(k)$ ve $\rho_l(k)$ için aşağıdaki kabuller yapılmıştır

$$\rho_n(k) = \sigma_n^2 \delta_n(k) \quad \rho_l(k) = \sigma_n^2 \alpha^{|k|} \quad 0 < \alpha < 1 \quad (14)$$

burada σ_n^2 ve σ_l^2 , sırasıyla gürültü ve darbantlı girişim varyanslarıdır. $\phi(\omega)$ ile temsil edilen girişim güç spektral yoğunluğu, $\rho_l(k)$ 'nin Fourier dönüşümü olarak elde edilmiştir

$$\begin{aligned}\phi_l(\omega) &= \frac{(1 - \alpha^2)\sigma_l^2 / 2\pi}{|1 - \alpha \exp(j\omega)|^2} \quad -\pi \leq \omega \leq \pi \\ &= \frac{(1 - \alpha^2)\sigma_l^2 / 2\pi}{1 + \alpha^2 - 2\alpha \cos \omega}\end{aligned} \quad (15)$$

burada α parametresi, spektrumun şeklini karakterize etmektedir. α 'nın büyümesi, spektrumun darlaşmasına, küçülmesi ise spektrumun genişlemesine sebep olacaktır. Bu durum, bir sonraki kısımda yapılan simülasyon çalışmasında belirgin olarak görülmektedir (Şekil-4). Eşitlik (14), Eşitlik (13) ile birlikte kullanılırsa, işaret kovaryansı için aşağıdaki ifade elde edilir

$$\rho(k) = (1 + \sigma_n^2)\delta(k) + \sigma_l^2 \alpha^{|k|} \quad (16)$$

Bu sistem eşitliklerinden filtre katsayılarının çözülmesi ve daha sonra Eşitlik (14) ve (12)'nin kullanılmasıyla filtre iyileşme faktörü aşağıdaki gibi elde edilir [6].

$$\begin{aligned}G_{1N} &= \frac{(\sigma_n^2 + \sigma_l^2) / [\sigma_n^2 + \sigma_l^2(1 - \alpha^2)]}{[(1 - \alpha\beta) + (\alpha - \beta)\beta^{2M-1}] / [(1 - \alpha\beta)^2 - (\alpha - \beta)^2\beta^{2M}]} \\ \beta &= \gamma - \sqrt{\gamma^2 - 1} \quad \gamma = \frac{1}{2\alpha} \left[(1 + \alpha^2) + \frac{\sigma_l^2(1 - \alpha^2)}{1 + \sigma_n^2} \right] \quad \text{ISF için}\end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned}G_{2N} &= \frac{(\sigma_n^2 - \sigma_l^2)}{[\sigma_n^2 + \sigma_l^2(1 - \alpha^2)] \frac{(1 - \alpha\beta) + (\alpha - \beta)\beta^{2M-1}}{(1 - \alpha\beta)(1 + \alpha^2 - 2\alpha\beta) - (\alpha - \beta)(2\alpha - \beta - \alpha^2\beta)\beta^{2M}}]} \quad \text{ISF için}\end{aligned} \quad (18)$$

4. SİMÜLASYON ÇALIŞMALARI

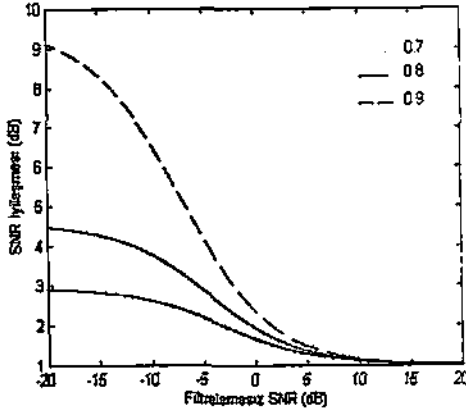
Simülasyon çalışmaları, girişimin birinciden öz bağlantımlı olduğu kabulü ışığında ilk olarak tek taraflı filtre yapısının kullanıldığı durum için yapılmıştır. Bağlantı sayısının sırasıyla 3, 5 ve 11 olduğu şartlarda; filtrelemenin olmadığı durumdaki $[10 \log\{1/(\sigma_n^2 + \sigma_l^2)\}]$

SNR'ye karşı iyileşme faktörünün değişimi simüle edilmiştir. Bu değişimden kestirim filtresinin kullanıldığı durumda belirgin bir iyileşmenin olduğu görülmektedir. Ayrıca, Şekil-5'den de görülebileceği gibi tek taraflı filtreye ait bağlantı sayısı arttıkça SNR iyileşmesinin arttığı görülmektedir.

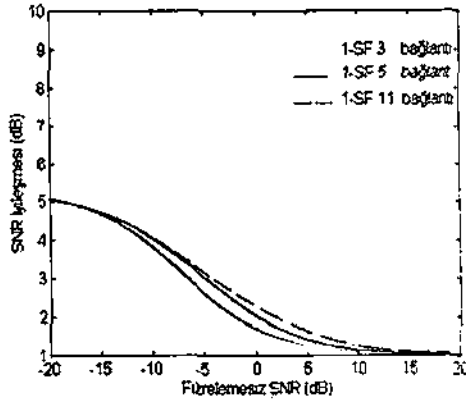
İkinci adımda, darbantlı girişimin bastırılması için iki taraflı filtre yapısı kullanılmıştır. Bağlantı sayısının sırasıyla 3, 5 ve 11 olduğu şartlarda elde edilen iyileşme faktörünün değişimi Şekil-6'da görülmektedir. Bu durumda elde edilen SNR iyileşmesinin; tek taraflı filtre yapısının kullanıldığı durumda elde edilen SNR iyileşmesinden daha fazla olduğu görülmektedir. Tek taraflı filtre yapısında olduğu gibi bağlantı sayısının artırılmasıyla daha iyi SNR iyileşmesinin elde edilebileceği görülmektedir.

Ayrıca; birinciden öz bağlantımlı olarak modellenen girişimin varyansındaki değişimler, filtrelemesiz SNR'ye karşı çizilen SNR iyileşmesi grafiğinde değişimlere sebep olmaktadır. Şekil-7'de 3 farklı değer için ($\sigma_n^2 = 0, 0.1$ ve 0.2) yapılan

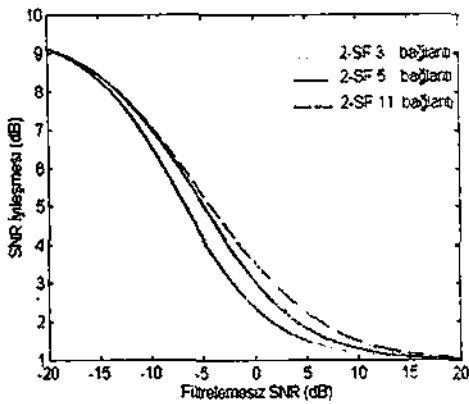
simülasyonlarda, gürültü varyansının artmasıyla SNR iyileşmesinin düştüğü gözlenmiştir.



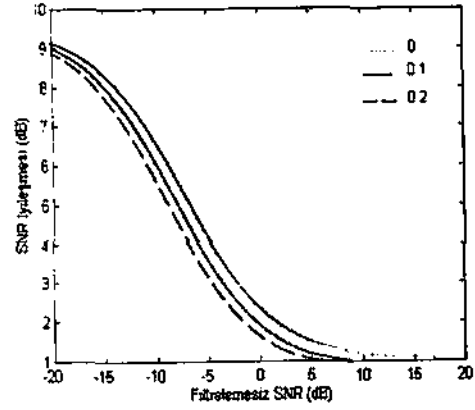
Şekil-4. α parametresinin üç farklı değeri için (0.7, 0.8 ve 0.9) SNR iyileşme faktörünün değişimi.



Şekil-5. Tek taraflı filtre yapısının kullanıldığı, birinci dereceden özbağlanımlı bir girişim için iyileşme faktörünün değişimi ($\alpha=0.9$, $\sigma_n^2=0$).



Şekil-6. Çift taraflı filtre yapısının kullanıldığı, birinci dereceden özbağlanımlı bir girişim için iyileşme faktörünün değişimi ($\alpha=0.9$, $\sigma_n^2=0$).



Şekil-7. Girişim varyansındaki değişmelerin ($\sigma_n^2=0$, 0.1 ve 0.2), SNR iyileşme faktörü üzerindeki etkisinin simülasyonu.

5. SONUÇ

Yayılı Spektrum, doğal yapısı gereği gürültü bastırma yeteneğine sahip olsa da darbantlı girişimi bastırmaya yönelik işlemlerle performans daha da artırılabilir. Bu çalışmada, darbantlı girişimi bastırmada kullanılan teknikler incelenmiştir. Bu tekniklerden kestirim filtre yapıları kullanılarak girişimin bastırılması metodu detaylı olarak ele alınmıştır. Darbantlı girişim bastırma verimliliğinin ölçümü olarak SNR iyileşmesi seçilmiştir. Tek taraflı ve çift taraflı filtre yapılarındaki bağlantı sayılarının, SNR iyileşmesi üzerindeki etkileri simülasyon çalışmalarıyla incelenmiştir.

REFERANSLAR

- [1]. S.G. Glisic, P.A. Leppanen, " Code Division Multiple Access Communications ", Kluwer Academic Publishers, 1995.
- [2]. D.L. Schilling, L.B.Milstein, R.Pickholz, M.Kullback and F.Miller, " Spread Spectrum for Commercial Communications", IEEE Communications Magazine, pp. 66-79, Apr. 1991.
- [3]. Ketchum, J.W., and J.G. Proakis, " Adaptive Algorithms for Estimating and Suppressing Narrowband Interference in PN Spread Spectrum Systems", IEEE Trans. On Communications., Vol.COM-30, May.1982, pp.913-924.
- [4]. Milstein, L.B. and P.Das, " Spread Spectrum Receiver Using Acoustic Surface Wave Technology, " IEEE Trans. On Communications, Vol.25, Aug. 1977, pp. 841-847.
- [5]. Rapajic, P., and B.Vucetic, " Adaptive Single User Receiver for Asynchronous CDMA Systems in the Narrowband Interference Enviroment, " Adelaide, Australia, Nov.12-13, 1992, pp. 143-148.
- [6]. S.G. Glisic, B. Vucetic, "Spread Spectrum CDMA Systems for Wireless Communications", Artech House Publishers.