



**Research Article / Araştırma Makalesi**  
**THE EFFECT OF PILOT BIT ARRANGEMENT ON OFDM SYSTEM**  
**PERFORMANCE IN PILOT BASED CHANNEL ESTIMATION**

**Begüm KORUNUR ENGİZ\*, Çetin KURNAZ, Hatice SEZGİN**

*Ondokuz Mayıs Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Müh. Bölümü, Kurupelit-SAMSUN*

**Received/Geliş: 22.09.2010 Revised/Düzeltilme: 24.01.2011 Accepted/Kabul: 11.02.2011**

---

**ABSTRACT**

In this study, the effect of pilot bit placement on an OFDM system performance with comb-type based channel estimation was investigated. For this, OFDM simulator was created by using the MATLAB programming language. The estimation of the three different frequency selective channels at pilot frequencies is based on LS (Least Square) while the channel interpolation is done using low-pass interpolation. The pilot ratio (ratio of pilot bits to data bits, PR) that gives the lowest bit error rate (BER) is determined as the Optimum Pilot Ratio (OPR) through the simulator for the three different frequency selective channels. Unlike the previous studies, we observe that the change in OPR dependent on channel profile and number of subcarriers. When number of subcarriers decreased, OPR increased while the distance between pilot bits remained the same. Therefore it was concluded that OPR is expressed best with  $(\Delta f)_{OPR}$  (optimum pilot spacing). Since  $(\Delta f)_{OPR}$  related to interval that channel experience flat fading, the relationship between the channel coherence bandwidth ( $B_C$ ) and  $(\Delta f)_{OPR}$  was investigated. Simulation results show that, there is a linear relationship [ $(\Delta f)_{OPR} \approx 0.65 B_{C,0.9}$ ] between the coherence bandwidth with 0.9 ( $B_{C,0.9}$ ) correlation coefficient and  $(\Delta f)_{OPR}$ . Using such a relationship, OPR can be set easily by a single variable channel parameter for different frequency selective channels.

**Keywords:** Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM), channel estimation, optimum pilot ratio, mobile radio channel, coherence bandwidth.

**PILOT TABANLI KANAL KESTİRİMİNDE PILOT BİT YERLEŞİMİNİN DFBC SİSTEM BAŞARIMINA ETKİSİ**

**ÖZET**

Bu çalışmada pilot tabanlı, tarak-tip kanal kestirimli DFBC sistem başarımına pilot bit yerleşiminin etkisi incelenmiştir. Bunun için MATLAB programlama dili kullanılarak DFBC benzetimcisi oluşturulmuştur. Kestirimi yapılan üç farklı frekans seçicilikli kanalın; pilot alt taşıyıcılardaki değeri LS (Least Square), veri alt taşıyıcılardaki değeri ise alçak geçiren ara değerlendirme algoritmasıyla hesaplanmıştır. Üç farklı frekans seçicilikli kanal için benzetimci yardımıyla en düşük bit hata oranını (BHO) veren pilot oranı (pilot bit sayısının veri biti sayısına oranı, PO) en uygun pilot oranı (EUPO) olarak belirlenmiştir. Literatürdeki çalışmalardan farklı olarak EUPO'nun kanal profiline ve alt taşıyıcı sayısına bağlı olarak değiştiği görülmüştür. Alt taşıyıcı sayısı azaldığında EUPO artmış ancak pilot bitler arası mesafe [ $(\Delta f)_{EUPO}$ ] aynı kalmıştır. Dolayısıyla EUPO'nun en iyi  $(\Delta f)_{EUPO}$  ile ifade edilebileceği sonucuna varılmıştır.  $(\Delta f)_{EUPO}$  kanalın düz sönümlendiği aralıkla bağlantılı olduğundan kanalın tutarlı bant genişliği ( $B_T$ ) ile  $(\Delta f)_{EUPO}$  arasındaki ilişki incelenmiştir. Sonuçlardan 0.9 ilinti katsayılı tutarlı bant genişliği ( $B_{T,0.9}$ ) ile  $(\Delta f)_{EUPO}$  arasında doğrusal bir ilişkinin [ $(\Delta f)_{EUPO} \approx 0.65 B_{T,0.9}$ ] varlığı belirlenmiştir. Böyle bir ilişki ile farklı frekans seçicilikli kanal profilleri için EUPO tek değişkene bağlı bir kanal parametresi ile kolaylıkla belirlenebilir.

**Anahtar Sözcükler:** Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (DFBC), kanal kestirimi, en uygun pilot oranı, gezgin iletim kanalı, tutarlı bant genişliği.

---

\*Corresponding Author/Sorumlu Yazar: e-mail/e-ileti: bkengiz@omu.edu.tr, tel: (362) 312 19 19 / 1070

## 1. GİRİŞ

Yüksek veri hızlarındaki gezgin iletişim hizmetlerine olan talebin artması iletim bandını etkin kullanan çok taşıyıcılı (multi carrier) iletişime olan ilgiyi de beraberinde getirmiştir. Çok Taşıyıcılı (ÇT) iletişim frekans seçici sönmülmeye, dar bant girişimine ve semboller arası girişime (inter symbol interference) dayanıklıdır. ÇT iletişimin özel bir hali olan dikgen frekans bölmeli çoğullama (orthogonal frequency division multiplexing) iletim bandını daha kullanmayı, ayrılan bir bantta daha hızlı bilgi aktarmayı amaçlar [1].

Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (DFBÇ) sisteminde yüksek bit hızlı veri birkaç adet paralel düşük bit hızlı veriye bölünerek sembol süresi uzatılır. Paralel veriye dönüşen her bir sembol farklı alt taşıyıcılar üzerinden iletilir. Her bir alt taşıyıcı sembol süresinden daha uzun süreli bitleri taşıdığından yankılı kanalda meydana gelen Semboller Arası Girişim (SAG) önlenir. Alt taşıyıcılar frekans tayfında örtüşmeli olarak yerleştirilerek tayfsal verimlilik sağlanır.

Gezgin iletim kanalı zaman ve frekans seçicilikli olduğundan kanaldan geçen bitler alıcıya bozularak ulaşır. Kanalin zaman ve frekans düzlemindeki özellikleri bilindiğinde bozucu etkisi giderilip bitlerin hatalı algılanma olasılığı azaltılır. DFBÇ sisteminde bit hata oranını (bit error rate) azaltmak için alıcıda demodülasyon aşamasından önce kanalın dinamik kestirimi gereklidir [2]. Pilot tabanlı kanal kestiriminde değeri bilinen bitler (pilot bitler) iletilen sinyalin içine yerleştirir ve alıcıda bilinen değerleriyle karşılaştırılır. DFBÇ sinyali iletim kanalından geçtiğinde pilot ve veri bitlerini taşıyan bazı alt taşıyıcılar derin sönmülmeye maruz kalırlar. Bu durumda derin sönmülmelerin olduğu aralıklar iyi biçimde kestirilemez, bitlerin hatalı algılanması artar ve Bit Hata Oranı (BHO) yükselir. Pilot bitler kanalda düz sönmülenecek şekilde sık yerleştirildiğinde kestirimin doğruluğu artar. Ancak bu durumda da bant etkinliği düşer. Bu nedenle pilot bitlerin sayısı; iletim bandını etkin kullanıp BHO'yu en aza indirecek şekilde seçilmelidir. Bu durumu sağlayan pilot oranı (pilot bit sayısının veri biti sayısına oranı, PO) en uygun pilot oranı (EUPO) olarak adlandırılır.

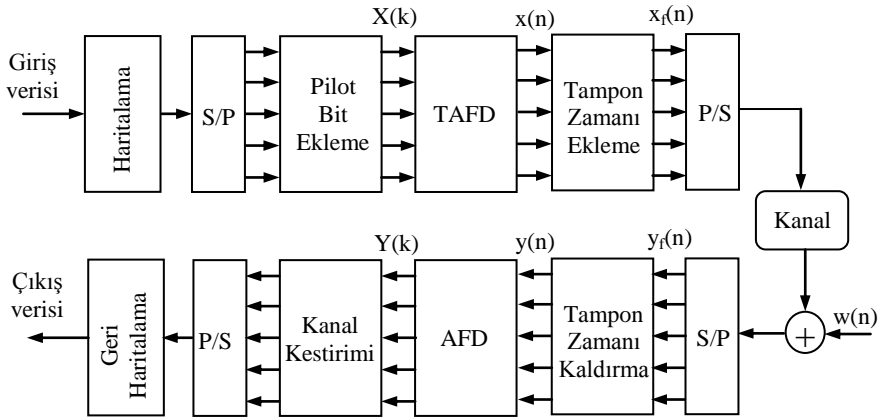
Literatürdeki çalışmalarda; [3]'de veri bitleri arasına eklenen pilot bitlerin, veri biti üzerine yerleştirilmiş durumdan daha iyi sonuç verdiği ancak bant genişliği verimini azalttığı görülmüştür. [4]'de pilot bit yerleştirme sıklığı incelenmiş, sinyal gürültü oranı (signal to noise ratio) azaldıkça daha fazla pilot bit yerleştirilmesi gerektiği sonucuna varılmıştır. [5]'de Sinyal Gürültü Oranı (SGO) arttıkça kestirim kalitesinin artan Doppler yayılımına rağmen arttığı belirtilmiştir. [6]'da kaliteli bir kestirim için pilot bitlerin eşit aralıklı yerleştirilmesi gerektiği söylenmiştir. [7]'de eşit aralıklı ve eşit güçlü pilot bitlerin kullanımının ortalama karesel kanal kestirim hatasını en az yaptığı gösterilmiştir. [8]'de ise alt taşıyıcılar arası girişime dayanıklı düşük pilot oranlı LS (Least Square) kanal kestirimcisini önerilmiştir.

Bu çalışmada farklı frekans seçicilikli kanal profilleri ve PO'lar için kanal kestiriminin DFBÇ sistem başarımına etkisi incelenmiştir. Bunun için verici, alıcı ve gezgin iletim kanalı ana bloklarından oluşan DFBÇ benzetimcisi oluşturulmuştur. Her bir kanal için benzetimcide kullanılacak SGO'nun referans değeri en uygun PO için yaklaşık  $10^{-3}$ 'lük BHO'yu verecek şekilde belirlenmiştir. Pilot bit kullanımıyla oluşan bant genişliği verimindeki azalma dikkate alınarak SGO güncellenmiş ve bu güncel değer benzetimlerde kullanılmıştır. BHO'yu en az yapan PO, EUPO olarak belirlenmiştir. EUPO için frekans düzleminde pilot bitler arasındaki mesafe  $(\Delta f)_{EUPO}$  olarak adlandırılmıştır.

Kestirim hatası pilot bitler kanalın düz sönmüldüğü aralıkta yerleştiğinde en az olacağından  $(\Delta f)_{EUPO}$  ile kanalın düz sönmüldüğü aralık arasında bir bağıntıdan söz edilebilir. Kanalın düz sönmüldüğü aralık; kanalın tutarlı bant genişliği (coherence bandwidth) dolayısıyla  $(\Delta f)_{EUPO}$  ile ilişkilidir. Bu ilişkiyi göstermek için her bir kanalın frekans ilinti fonksiyonları (frequency correlation function) belirlenmiş ve Frekans İlinti Fonksiyonunun (FIF) 0.5, 0.75 ve 0.9 değerleri için tutarlı bant genişlikleri ( $B_T$ ) ile  $(\Delta f)_{EUPO}$  arasındaki ilişki incelenmiştir.

## 2. DFBC SİSTEM MODELİ

DFBC sisteminde pilot tabanlı kanal kestiriminin blok şeması Şekil 1’de gösterilmiştir. Şekilde görüldüğü gibi DFBC sistemi verici, gezgin iletim kanalı ve alıcı ana bloklarından oluşmaktadır.



Şekil 1. Temel bant DFBC sistemi

### A. Verici

DFBC sisteminin verici kısmında ikili giriş verisi önce gruplanıp modülasyon türüne göre (BPSK, QPSK, 16 QAM gibi) karmaşık değerli sembollere haritalanır. Seri-paralel (S/P) dönüşümden sonra pilotlar tüm alt taşıyıcılara belirli bir periyotla veya veri dizisine düzenli bir biçimde yerleştirilir. Farklı veri grupları farklı DFBC alt taşıyıcıları üzerinden iletilir. Haritalanan sinyaller ters ayırık Fourier dönüşümü ile (inverse discrete Fourier transform) N tane dikgen taşıyıcı üzerine modüle edilir. Ters Ayırık Fourier Dönüşümü (TAFD) çıkışında elde edilen sinyale tampon zamanı (guard interval) süresince çevrimsel ön-ek (cyclic prefix) eklenip kanala beslenir. Kanal girişindeki DFBC sinyali (1) eşitliğindeki gibidir.

$$x_r(n) = \begin{cases} x(N+n), & n = -N_t, -N_t + 1, \dots, -1 \\ x(n), & n = 0, 1, \dots, N-1 \end{cases} \quad (1)$$

Burada  $x(n)$  zaman düzlemindeki veri bitlerini, N alt taşıyıcı sayısını,  $N_t$  ise tampon zamanına karşılık gelen alt taşıyıcı sayısını göstermektedir.

### B. Alıcı

Alıcıda tampon zamanı kaldırılıp ayırık Fourier dönüşümü (discrete Fourier transform) uygulandıktan sonra frekans düzlemindeki sinyal (2) eşitliği ile verilir.

$$Y(k) = X(k)H(k) + W(k), \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2)$$

Burada  $X(k)$  frekans düzlemindeki veri bitlerini,  $H(k)$   $k$ . alt taşıyıcı için karmaşık kanal katsayılarını,  $W(k)$  ise toplanabilir beyaz Gauss gürültüsünü (additive white Gaussian noise) göstermektedir. Alıcı kısımda vericide eklenen pilot bitler kullanılarak kanal değişkenleri belirlenir. Kanal kestiriminden sonra P/S dönüşüme uğrayan veriler demodüle edilerek çıkış verisine dönüştürülür.

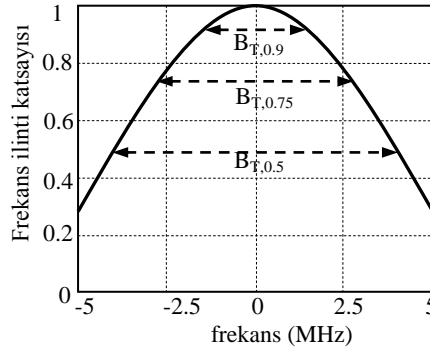
### C. Gezgin İletim Kanalı

Gezgin iletişimde dış ortama iletilen sinyal farklı nesnelere tarafından zayıflatılmakta, yansıtılmakta, kırılmakta ve saçılmaktadır. Bunun sonucunda iletilen sinyal alıcıya farklı gecikme, zayıflama ve faz kaymasıyla ulaşmaktadır [9–11]. Bu olgu *yankılı kanal yayını* olarak bilinir. Yankılı kanalın zamanda bozulma özellikleri ortalama yankı gecikmesi, yankı gecikme dağılımının etkin değeri ( $\tau_{\text{etkin}}$ ), yankı güç pencere genişliği ve yankı aralığı ile ölçülür [9–10].

Frekans ilinti fonksiyonu zamanla değişen kanalı ifade etmede kullanılır. FİF iletim bant genişliğinin farklı bölgelerinde meydana gelen sönümlenmelerin ilinti bilgilerini içerir ve zamanla değişen geçiş işlevinin öz-ilinti fonksiyonu kullanılarak veya kanalın ortalama yankı güç profiline  $[P_h(\tau)]$  Fourier dönüşümü ile belirlenir. Bu ilişkinin kullanılabilmesi için kanalın durağanımsı ilintisiz saçılma kanalı olması gerekir [12]. Frekans değişkenleri arasındaki fark  $\Omega$  olmak üzere bir durağanımsı ilintisiz saçılma kanalı için FİF (3) eşitliğindeki gibidir ve genlik seçici sönümlenmeyi frekans aralığının bir fonksiyonu olarak gösterir. Bu fonksiyonun uygun ilinti katsayılarına eşit olduğu en küçük  $\Omega$  değeri ise kanalın tutarlı bant genişliğini verir [9].

$$R_T(\Omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} P_h(\tau) e^{-j2\pi\Omega\tau} d\tau \quad (3)$$

Tutarlı bant genişliği sinyalin kanaldan geçerken benzer sönümlenmelere uğradığı frekans aralığı olarak ifade edilir. Kanalın FİF'i ve  $B_T$ 'si arasındaki ilişki Şekil 2'de gösterildiği gibi frekans ilinti katsayısının 0.5, 0.75, ve 0.9'a düştüğü andaki bant genişliği  $B_{T,0.5}$ ,  $B_{T,0.75}$  ve  $B_{T,0.9}$  olarak verilir.



Şekil 2. Kanal frekans ilinti fonksiyonunun bir örneği

### 3. DFBC SİSTEMİNDE KANAL KESTİRİMİ

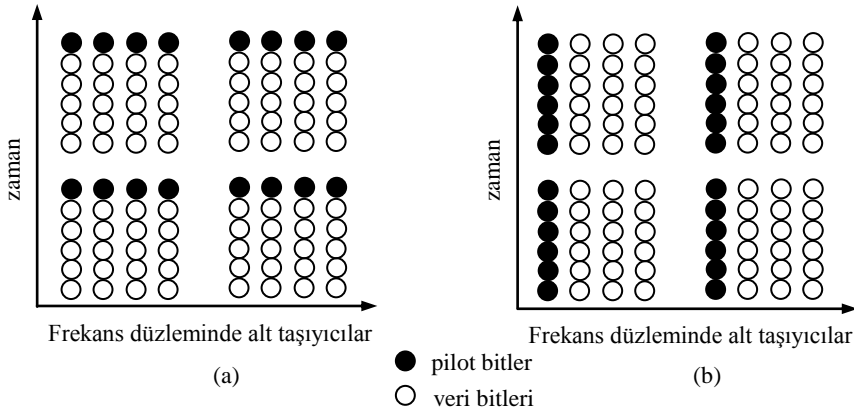
DFBC sisteminde, kablosuz kanal frekans seçici ve zamanla değişen özellikte olduğundan genlik ve faz kaymaları nedeniyle modüle edilmiş bitler kanaldan geçerken bozulmaya uğrar. Kanal değişkenleri bilindiğinde kanalın bozucu etkisi giderilir. Bu nedenle DFBC sinyali demodüle edilmeden önce kanal kestirimi yapılmalıdır.

Alıcıda özgün bitleri elde etmek için eş zamanlı veya eş zamanlı olmayan algılama kullanılır. Eş zamanlı algılamada veri bitleri ile pilot bitler kullanılır, tüm kanal ara değerlendirme yapılarak kestirilir [13]. Eş zamanlı olmayan algılamada ise pilot bitler kullanılmaz ancak bilginin ardışık iki sembolünün farkı biçiminde iletildiği farksal modülasyon yöntemleri kullanılır [13–14]. Eş zamanlı algılama yüksek veri hızı gerektiren uygulamalarda tercih edildiğinden DFBC sisteminde çoğunlukla kullanılır.

DFBÇ sisteminde eş zamanlı algılama kanal kestirim algoritmaları ile gerçekleştirilir. Bunlar pilot tabanlı, kör ve yarı kör algoritmalar olmak üzere üç gruba ayrılır [13–14]. Pilot tabanlı algoritmalarda bilinen bitler (pilotlar) iletilen sinyalin içine yerleştirilir. Alıcıda bu bilinen bitler kullanılarak kanal kestirimi yapılır. Kör algoritmada kanal, iletilen bitlerin özelliklerine bakılarak kestirilir. Yarı-kör algoritmada ise bazı bilinen bitler iletilen sinyale eklenir ve iletilen sinyalin özellikleri kullanılarak kanal kestirilir. Yarı-kör algoritmadaki amaç; pilot tabanlı algoritmadakinden daha az pilot bit kullanarak kör algoritmadakinden daha iyi başarımla elde etmektir. Pratikte kanalın geçiş işlevi bir DFBÇ veri bloğu içinde bile değiştiğinden kanal özelliklerinin her bir DFBÇ veri bloğuna yerleştirilen pilot bitler yardımıyla belirlenmesi tercih edilir. Bu nedenle bu çalışmada pilot tabanlı algoritma kullanılarak kanal kestirimi gerçekleştirilmiştir.

### 3.1. Pilot Tabanlı Kanal Kestirimi

Pilot tabanlı kanal kestiriminde pilot bitlerin yerleşimi blok-tip (block-type) ve tarak-tip (comb-type) olmak üzere iki biçimde yapılır. Şekil 3’de görüldüğü gibi pilot bitlerin tüm alt taşıyıcılara belli bir periyotla yerleşmesi blok-tip, her bir DFBÇ sembolüne yerleştirilmesi tarak-tip kanal kestirimi olarak adlandırılır. Blok-tip kanal kestirimi yavaş sönmülmeli; tarak-tip kanal kestirimi ise hızlı sönmülmeli kanal durumunda kullanılır. Tarak-tip pilot yerleşimli kanal kestiriminde kanalın tamamını kestirmek için ara değerlendirme yapılması gerekirken blok tip pilot yerleşimli kanal kestiriminde tüm alt taşıyıcılardaki kanal bilgisi olduğundan ara değerlendirme yapmaya gerek yoktur.



Şekil 3. Kanal kestiriminde (a) Blok-tip, (b) Tarak-tip pilot yerleşimi

#### 3.1.1. Tarak-Tip Pilot Yerleşimli Kanal Kestirimi

Tarak-tip pilot yerleşimli DFBÇ sistemde, kanal özellikleri pilot bitlerin gönderilmesiyle elde edilir. Şekil 4’de gösterildiği gibi bu kestirim algoritması pilot alt kanalların ve ara değerlendirme yapılarak veri alt kanalların belirlenmesi gibi iki aşamadan oluşur.  $N_p$  pilot sinyalleri  $[X_p(m), m=0,1,\dots, N_p-1]$  Şekil 3’de gösterildiği gibi  $X(k)$ ’nın içine düzenli bir biçimde yerleştirilir [15]. Bu işlemle  $N$  alt taşıyıcı her bir ardışık  $L=N/N_p$  tane alt taşıyıcı içeren  $N_p$  tane gruba bölünür. Her bir grupta ilk alt taşıyıcı pilot sinyali iletmek için kullanılır. DFBÇ sinyalinin  $k$ . alt taşıyıcıdaki değeri (4) eşitliğindeki gibi tanımlanır.

$$X(k) = X(mL + \ell)$$

$$= \begin{cases} x(m), & \ell = 0 \\ x(m), & \ell = 1, 2, \dots, L-1 \end{cases} \quad (4)$$

Her bir alt kanal, ya veri bitlerini ya da pilot sembol iletir. Pilot alt kanalı  $H_p$  ve veri alt kanalı  $H_d$  olarak adlandırılır. Kanalin tepkisi (5) eşitliğindeki gibi yazılır.

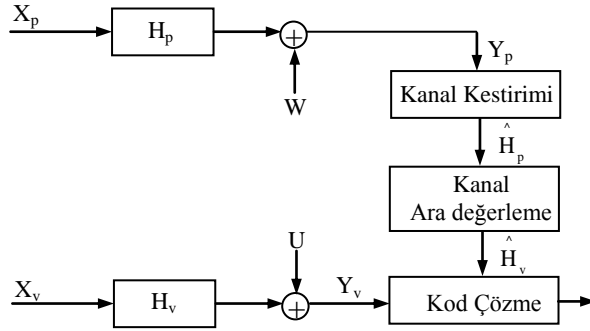
$$H(k) = H(mL + \ell) = \begin{cases} H_p(m), & \ell = 0 \\ H_d(m), & \ell = 1, 2, \dots, L-1 \end{cases} \quad (5)$$

Bu durumda alınan pilot bitler ile veri bitleri sırasıyla (6) ve (7) eşitliklerindeki gibidir.

$$Y_p(m) = H_p(m)X_p(m) + I_p(m) + W(m) \quad (6)$$

$$Y_d(mL + \ell) = H_d(mL + \ell)X_d(mL + \ell) + I_d(mL + \ell) + U(mL + \ell) \quad (7)$$

Burada  $W(m)$  ve  $U(mL + \ell)$ , sırasıyla pilot ve veri alt taşıyıcılardaki Gauss gürültüsünü,  $I_p(m)$  ve  $I_d(m)$  ise sırasıyla pilot ve veri alt taşıyıcılardaki taşıyıcılar arası girişim gücünü göstermektedir.



Şekil 4. Tarak-tip pilot yerleşimli kanal kestiriminin blok diyagramı

Tarak-tip pilot bit yerleşimli kanal kestiriminde pilot alt taşıyıcılardaki değerler LS, MMSE (minimum mean square error) ve LMS (Least Mean Square) algoritmaları ile belirlenir. LS algoritması basit ve kullanışlı olması nedeniyle tercih edilir. Kanalin pilot frekanslardaki değeri LS algoritmasıyla (8) eşitliğindeki gibi hesaplanır [15].

$$\hat{H}_p(m) = \frac{Y_p(m)}{X_p(m)} \quad m = 0, 1, \dots, N_p - 1 \quad (8)$$

Burada  $X_p$  iletilen pilot bitler,  $Y_p$  alınan pilot bitler,  $N_p$  pilot bit sayısı,  $m$  pilot alt taşıyıcının indisini göstermektedir.

Kanalin tamamını kestirmek için ise doğrusal, ikinci derece, alçak geçiren ve spline kübik ara değerleme algoritmaları kullanılır. [16]'da alçak geçiren ara değerleme algoritması diğer algoritmalarından daha iyi sonuç vermiştir. Alçak geçiren ara değerleme algoritmasında orijinal dizinin içine sıfırlar yerleştirilir ve ardından alçak geçiren sonlu birim vuruş tepkili (finite impulse response) süzgeç uygulanır. Bu uygulamayla orijinal verinin değişmeden kalması sağlanır. Ara değerlemesi yapılan noktalar ile bu noktaların ideal değerleri arasındaki ortalama karesel hatayı en küçük yapacak şekilde ara değerleme yapılır. Bu algoritma benzetimcide MATLAB programlama dilinde yer alan *interp* fonksiyonuyla gerçekleştirilmiştir.

#### 4. ANALİZ SONUÇLARI

Bu çalışmada DFBC sistem başarımına kanal kestiriminde kullanılan pilot bit yerleşiminin etkisi incelenmiştir. Bu ilişkiyi incelemek için MATLAB programlama dili kullanılarak bir DFBC benzetimcisi oluşturulmuştur. Benzetimcide kanalın pilot alt taşıyıcılardaki değeri LS, veri alt taşıyıcılarındaki değeri ise alçak geçiren ara değerlendirme algoritmasıyla hesaplanmıştır. Pilot bitler frekans düzleminde eşit aralıkta ve eşit güçte yerleştirilmiştir. Benzetimlerde temel bant BPSK modülasyonu, 1024 alt taşıyıcı, N/4'lük tampon zamanı, 10MHz'lik iletim bant genişliği kullanılmıştır. Benzetimlerde kanalın bir DFBC sembolü boyunca değişmediği, mükemmel eş zamanlama yapıldığı ve doğrusal güç yükseltmesi olduğu varsayılmıştır.

DFBC sisteminde, SAG'ı önlemek için her bir DFBC sembolünün içine tampon zamanı yerleştirilir, taşıyıcılar arası girişi önlemek için ise tampon zamanı süresince çevrimsel ön-ek verilir. Tampon zamanı kullanımıyla bant genişliği verimi düşmekte ve sinyal gürültü oranında kayıp olmaktadır. N toplam alt taşıyıcı sayısı,  $T_s$  sembol süresi,  $T_G$  tampon zamanı,  $t_s$  sembol süresinin kullanışlı bölgesi olmak üzere bant genişliği verimi (9) eşitliği ile ifade edilir [17].

$$\beta = \frac{\text{sembol hızı}}{\text{bant genişliği}} = \frac{N \frac{1}{t_s + T_G}}{N \frac{1}{t_s}} = \frac{t_s}{t_s + T_G} = 1 - \frac{T_G}{T_s} \quad (9)$$

Tampon zamanı kullanımından dolayı SGO'daki kayıp (10) eşitliği ile verilir [18].

$$SGO_{\text{kayıp}} = 10 \log_{10} \beta = 10 \log_{10} \left( 1 - \frac{T_G}{T_s} \right) \quad (10)$$

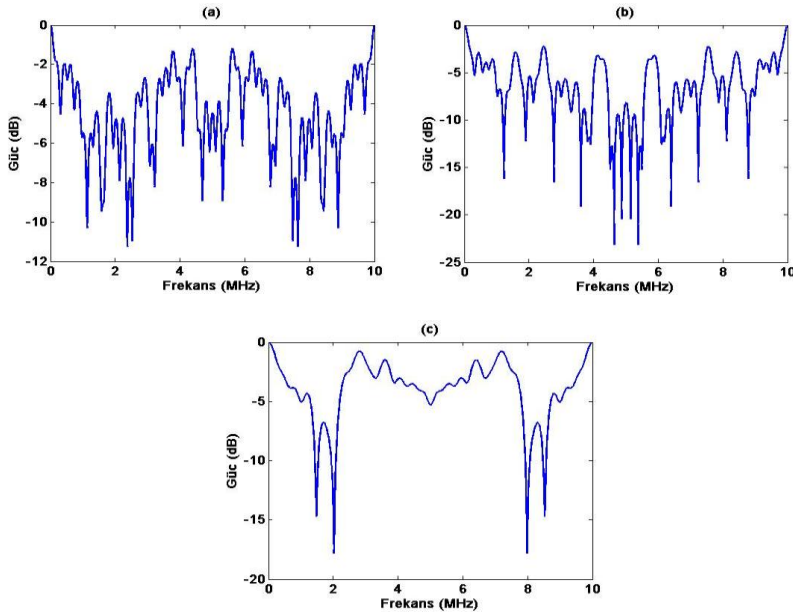
$T_p$  bir DFBC sembolünde kullanılan toplam pilot bit için ayrılan süre olmak üzere, SGO'daki kayıp ifadesi (11) eşitliğindeki gibi güncellenir.

$$SGO_{\text{kayıp}} = 10 \log_{10} \left( 1 - \frac{T_G + T_p}{T_s} \right) \quad (11)$$

Benzetimlerde gezgin iletim kanalı olarak taşıt-A (vehicular-A) [19], kentsel (typical-urban) [20] ve basitleştirilmiş DVB-T kanal [16] profilleri kullanılmıştır. Kentsel, DVB-T ve Taşıt-A kanal profilleri için yankı gecikme ve güç değerleri Çizelge 1'de frekans düzlemindeki geçiş işlevleri Şekil 5'de gösterilmiştir. Her üç kanal için frekans ilinti fonksiyonları,  $P_h(\tau)$ 'ya hızlı Fourier dönüşümü uygulanarak elde edilmiş ve  $B_{T,0.5}$ ,  $B_{T,0.75}$ ,  $B_{T,0.9}$  hesaplanmıştır.

Çizelge 1. Kentsel, DVB-T ve Taşıt-A kanal profilleri için yankı gecikme ve güç değerleri

Yankılar	Gecikme ( $\mu$ s)			Güç (dB)		
	DVB-T (DFBÇ sembolleri)	Kentsel	Taşıt-A	DVB-T	Kentsel	Taşıt-A
1. yankı	0	0.0	0.00	-6.1	-3	0
2. yankı	1	0.2	0.31	-8.9	0	-1
3. yankı	3	0.5	0.71	-5.1	-2	-9
4. yankı	4	1.6	1.09	-3.7	-6	-10
5. yankı	5	2.3	1.73	-3.1	-8	-15
6. yankı	7	5.0	2.51	-14.4	-10	-20
7. yankı	8			-9.2		
8. yankı	12			-7.1		
9. yankı	17			-3.8		
10. yankı	24			-4.9		
11. yankı	29			-6.9		
12. yankı	49			-7.3		



Şekil 5. a) Kentsel, b) DVB-T, c) Taşıt-A kanalları için frekans geçiş işlevleri

#### A. Pilot Oranının Bit Hata Oranına Etkisi

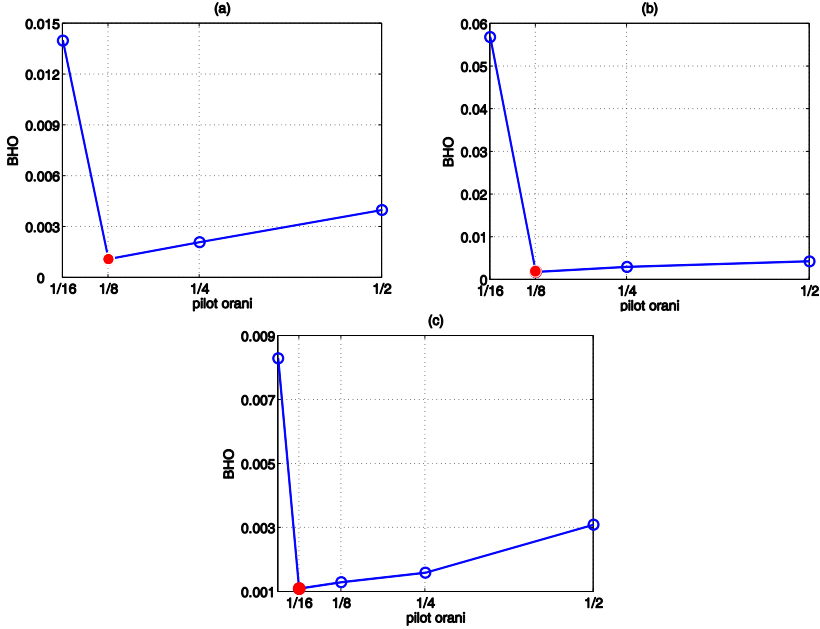
Üç farklı frekans seçicilikli kanal profili için seçilen pilot oranının DFBÇ sistem başarımına etkisi Şekil 6'da verilmiştir. Şekilden görüldüğü gibi kanal kestiriminde PO azaldığında



(kestirim için az sayıda pilot bit kullanıldığında) kanal kestirimi güçleşmekte ve BHO yükselmektedir. PO büyüdünde ise kestirimin kalitesi artmasına rağmen bant etkinliği azalır SGO'daki kayıp artmakta ve BHO yine büyümektedir. Her üç kanal için de BHO'yu en az yapan (yaklaşık  $10^{-3}$ ) EUPO vardır ve Şekilde kırmızı renkle işaretlenmiştir. Kentsel kanal ve DVB-T kanalı için EUPO 1/8 iken taşıt-A kanalı için 1/16'dır.

DFBÇ sisteminde EUPO kanalın frekans seçiciliğine bağlı olarak değişmektedir. Örneğin düşük frekans seçicilikli kanal profilleri (taşıt-A) için EUPO küçük iken yüksek frekans seçicilikli kanallar için (kentsel ve DVB-T) EUPO daha büyüktür. Dolayısıyla EUPO kanalın frekans seçiciliğine bağlı olarak değişkenlik göstermektedir.

Benzetimler 1024 yerine farklı alt taşıyıcı sayıları için yapıldığında; EUPO'nun sabit kalmayıp değiştiği görülmüştür. Örneğin alt taşıyıcı sayısı 512 seçildiğinde taşıt-A kanalı için EUPO değeri 1/16'dan 1/8'e yükselmiştir. Fakat her iki durumda da pilotlar arası mesafe aynı kalmıştır (0.156MHz). Benzer yorumlar kentsel ve DVB-T kanalları içinde yapılabilir. Dolayısıyla EUPO kanal yapısına ve alt taşıyıcı sayısına bağlı olarak değişmekte ancak  $(\Delta f)_{EUPO}$  yaklaşık olarak aynı kalmaktadır.



Şekil 6. a) Kentsel, b) DVB-T, c) Taşıt-A kanalları için BHO'nun pilot oranına göre değişimi

### B. $(\Delta f)_{EUPO}$ ile Kanalın Tutarlı Bant Genişliği Arasındaki İlişki

Bu bölümde farklı frekans seçicilikli kanal profilleri için  $(\Delta f)_{EUPO}$  hangi kanal değişkeni ile ilişkilendirilebilir sorusuna yanıt aranmıştır. Kestirimde kullanılan pilot bitler arasında kanalda derin sönümlenmeler yoksa (kanal düz sönümlenmeli ise) kestirimin kalitesi ve ardından yapılan ara değerlemenin doğruluğu artmaktadır. Dolayısıyla  $(\Delta f)_{EUPO}$  ile kanalın düz sönümlendiği aralık arasında bir bağlantı vardır. Tutarlı bant genişliği sinyalin kanaldan geçerken benzer sönümlenmelere uğradığı frekans aralığını ifade etmede kullanıldığından bu çalışmada  $(\Delta f)_{EUPO}$  ile  $B_T$  arasındaki ilişki incelenmiştir.

Çizelge 2’de üç farklı kanal profili için  $(\Delta f)_{EUP0}$ ,  $B_{T,0.5}$ ,  $B_{T,0.75}$ ,  $B_{T,0.9}$  değerleri ve  $B_T$ ’ler ile  $(\Delta f)_{EUP0}$ ’ler arasındaki ilişki verilmiştir. Kentsel ve DVB-T kanalı için  $(\Delta f)_{EUP0}$  0.078MHz iken taşıt-A kanal için 0.156MHz’dir. Her üç kanal için  $B_{T,0.5}$  ve  $B_{T,0.75}$  değerleri farklı iken kentsel ve DVB-T kanallarının  $B_{T,0.9}$  değerleri aynıdır. Kentsel kanal için  $B_{T,0.5}$ ,  $(\Delta f)_{EUP0}$ ’ın 6.79 katıdır. Bu değer DVB-T ve taşıt-A kanalları için sırasıyla 5.51 ve 6.34’dür.  $B_{T,0.75}$  ise  $2.43(\Delta f)_{EUP0} - 2.75(\Delta f)_{EUP0}$  aralığında değişmektedir.  $(\Delta f)_{EUP0}$  ile 0.9 ilinti katsayılı tutarlı bant genişliği en iyi ilişkilidir ve farklı frekans seçicilikli kanal profilleri için en uygun pilotlar arası mesafe  $B_{T,0.9}$ ’un yaklaşık 0.65 katı kadardır.

**Çizelge 2.** Kentsel, DVB-T ve Taşıt-A kanalları için  $B_T$ ’ler ile  $(\Delta f)_{EUP0}$  arasındaki ilişki

Kanal	$(\Delta f)_{EUP0}$ (MHz)	$B_{T,0.5}$ (MHz)	$B_{T,0.75}$ (MHz)	$B_{T,0.9}$ (MHz)	$\frac{B_{T,0.5}}{(\Delta f)_{EUP0}}$	$\frac{B_{T,0.75}}{(\Delta f)_{EUP0}}$	$\frac{B_{T,0.9}}{(\Delta f)_{EUP0}}$
Kentsel	0.078	0.53	0.19	0.12	6.79	2.43	1.54
DVB-T	0.078	0.43	0.21	0.12	5.51	2.69	1.54
Taşıt-A	0.156	0.99	0.43	0.25	6.34	2.75	1.60

## 5. SONUÇ

Bu çalışmada DFBC sistem başarımına pilot bit yerleşiminin etkisi incelenmiştir. Üç farklı kanal profili için en düşük BHO’yu veren PO, EUP0 olarak adlandırılmıştır. Farklı kanal profilleri ve alt taşıyıcı sayıları için EUP0’nun değiştiği ancak  $(\Delta f)_{EUP0}$ ’nun aynı kaldığı görülmüştür.  $(\Delta f)_{EUP0}$ ’yu tek değişkene bağlı bir kanal parametresi ile ifade etmek için  $(\Delta f)_{EUP0}$  ile  $B_T$  arasındaki ilişki incelenmiştir.  $B_{T,0.5}$   $5.51(\Delta f)_{EUP0} - 6.79(\Delta f)_{EUP0}$  aralığında değişmiştir.  $B_{T,0.75}$  ve  $B_{T,0.9}$  için bu aralık değerleri sırasıyla  $2.43(\Delta f)_{EUP0} - 2.75(\Delta f)_{EUP0}$  ve  $1.54(\Delta f)_{EUP0} - 1.60(\Delta f)_{EUP0}$ ’dur. Sonuçlardan  $(\Delta f)_{EUP0}$ ’nun en iyi  $B_{T,0.9}$  ile ilişkilendirilebilir olduğu ve  $B_T$  başına yaklaşık 1.5 pilot bit kullanılması gerektiği görülmüştür.

## REFERENCES / KAYNAKLAR

- [1] Nee R. V., Prasad R., “OFDM for Wireless Multimedia Communications”, Artech House, 2000.
- [2] Bahai A. R. S. and Saltzberg B. R., “Multi-Carrier Digital Communications: Theory and Applications of OFDM Technology” Transmission, Processing, and Storage, New York: Kluwer Academic/Plenum, 1999.
- [3] Jagannatham S. A. K., Rao B. D., “Superimposed Pilots Vs. Conventional Pilots For Channel Estimation” Signals, Systems and Computers, ACSSC '06. Fortieth Asilomar Conference, Oct. 2006.
- [4] Evans J. S., “Optimal Resource Allocation for Pilot Symbol Aided Multiuser Receivers in Rayleigh Faded CDMA Channels” IEEE Trans. On Communications, vol.50, no.8, August, 2002.
- [5] Walid K. M. A., McLane P.J., “Random Coding Error Exponents for Flat Fading Channels with Realistic Channel”, IEEE Journal on Selected Areas In Communications, vol.18, no.3, March, 2000.
- [6] Negi R., Cioffi J., “Pilot tone Selection For Channel Estimation In A Mobile OFDM System” IEEE Transactions on Consumer Electronics, vol.44, no. 3, August, 1998.
- [7] Ohno S., Giannakis G. B., “Capacity Maximizing MMSE-Optimal Pilots for Wireless OFDM Over Frequency-Selective Block Rayleigh-Fading Channels”, IEEE Trans. On Information Theory, vol.50, no.9, September, 2004.

- [8] Wang L., Yang Y., Chen X., "Low Pilot Ratio Channel Estimation for OFDM Systems", Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, WiCOM '08. 4th International Conference, October 2008.
- [9] Parsons J. D., "The Mobile Radio Propagation Channel" John Wiley & Sons Ltd, England, 1992.
- [10] Rappaport T. S., "Wireless Communications Principles and Practice", Prentice Hall PTR, 1996.
- [11] Salous S., Gokalp H., "Dual-frequency sounder for UMTS frequency-division duplex channels", Communications, IEE Proceedings, vol.149, Issue 2, pp.117-122, April, 2002.
- [12] Bultitude R. J. C., "Estimating Frequency Correlation Functions from Propagation Measurements on Fading Radio Channels: A Critical Review", IEEE Journal on selected areas in communications, vol. 20, no.6, 1133–1143, 2002.
- [13] Prasad R., "OFDM for Wireless Communication Systems", Artech House, Boston-London, 2004.
- [14] Heiskala J., Terry J., "OFDM Wireless LANs: A Theoretical and Practical Guide", Sams Publishing, 2002.
- [15] Hsieh M., Wei C., "Channel estimation for OFDM systems based on comb-type pilot arrangement in frequency selective fading channels" IEEE Trans. Consumer Electron, vol.44, no.1, pp.217–225, February, 1998.
- [16] Coleri S., Ergen M., Puri A., Bahai A., "Channel estimation techniques based on pilot pilot arrangement in OFDM systems" IEEE Trans. On Broadcasting, vol.48, no.3, pp.223–229, September, 2002.
- [17] Haykin S., "Communication Systems" 4<sup>th</sup> edition, John Wiley & Sons, USA, 2001.
- [18] Engels M., "Wireless OFDM Systems", Kluwer Academic Publisher, USA, 2002.
- [19] ITU-R, ITU-R Recommendation M.1225: "Guidelines for Evaluation of Radio Transmission Technologies for IMT–2000", 1997
- [20] Cost 207, "Digital land Mobile radio communications", Final Report, 1989.