

DİKGEN FREKANS BÖLMELİ ÇOĞULLAMA SİSTEMİNDE EN UYGUN PİLOT ARALIĞININ KANAL DEĞİŞKENLERİ İLE İLİŞKİLENDİRİLMESİ

*Çetin KURNAZ**
*Begüm KORUNUR ENGİZ**
*Hülya GÖKALP**
*Hatice SEZGİN**

Özet: Bu çalışmada pilot tabanlı, tarak tipi kanal kestiriminde pilot bit yerleşiminin Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (DFBÇ) sistem başarımına etkisi yazılım benzetimi ile incelenmiştir. Benzetimlerde Manchester kent merkezinde radyo kanal ölçümünden elde edilen yayılım verileri kullanılmıştır. Kanalin pilot alt taşıyıcılardaki değeri LS (Least Square) algoritması ile, veri alt taşıyıcılardaki değeri ise alçak geçiren ara değerlendirme algoritmasıyla hesaplanmıştır. Benzetim yardımıyla en küçük bit hata oranını veren pilot oranı (pilot bit sayısının veri bit sayısına oranı) En Uygun Pilot Oranı (EUPO) olarak belirlenmiş; pilot alt taşıyıcılar arası mesafe $(\Delta f)_{EUPO}$ ile ifade edilmiştir. EUPO'nun kanal profiline ve alt taşıyıcı sayısına bağlı olarak değiştiği ancak $(\Delta f)_{EUPO}$ 'nun aynı kaldığı görülmüştür. Dolayısıyla $(\Delta f)_{EUPO}$ ile kanalın frekans seçiciliğinin ilişkilendirilebileceği sonucuna varılmıştır. Daha sonra $(\Delta f)_{EUPO}$ ile kanal değişkenleri arasındaki ilişki incelenmiş, $(\Delta f)_{EUPO}$ 'nun en iyi 0.9 ilinti katsayılı uyum bant genişliği ($B_{T,0.9}$) ile ilişkilendirilebilir olduğu görülmüştür. Buna göre $B_{T,0.9}$ başına en uygun pilot alt taşıyıcı sayısı 1.4 olarak bulunmuştur.

Anahtar Kelimeler: DFBÇ, kanal kestirimi, en uygun pilot oranı, gezgin iletim kanalı, uyum bant genişliği.

Relating the Optimum Pilot Bit Spacing to Channel Parameters in Orthogonal Frequency Division Multiplexing Systems

Abstract: In this study, the effect of pilot bit arrangement on Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) system with comb type channel estimator performance is investigated by using computer simulations. Radio propagation data that obtained in Manchester city center are used in the simulations. The estimation of channel at pilot subcarriers is done by least square (LS), and interpolation of channel at data subcarriers are obtained by low pass interpolation. The pilot ratio (ratio of pilot bits to data bits) that gives the lowest bit error rate is determined as the Optimum Pilot Ratio (OPR) and spacing between the pilot sub-carriers as $(\Delta f)_{OPR}$. It is seen from the results that the OPR changes depending on channel profile and the number of sub-carriers but frequency spacing between the optimum pilot bits remains the same. Therefore it is concluded that $(\Delta f)_{OPR}$ can be related to channel frequency selectivity. Then the relation between $(\Delta f)_{OPR}$ and channel parameters is investigated. The results show that $(\Delta f)_{OPR}$ can be related best with coherence bandwidth at 0.9 correlation. Therefore 1.4 pilot symbols per $B_{c,0.9}$ can be used.

Key Words: OFDM, channel estimation, optimum pilot rate, mobile radio channel, coherence bandwidth.

1. GİRİŞ

Yüksek veri hızlarındaki gezgin iletişim hizmetlerine olan talebin artması iletim bantını etkin kullanan çok taşıyıcılı (multi carrier) iletişime olan ilgiyi de beraberinde getirmiştir. Çok Taşıyıcılı (ÇT) iletişim frekans seçici sönmelenmeye, 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

* Ondokuz Mayıs Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Müh. Bölümü, 55139, Samsun.
İletişim Yazarı: Ç. Kurnaz (ckurnaz@omu.edu.tr)

bandını etkin kullanmayı, ayrılan bir bantta daha hızlı bilgi aktarmayı amaçlar (Nee ve Prasad, 2002).

Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (DFBC) 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. Alt taşıyıcı sayısının artması ile sembol süresi, kanalın en büyük yankı gecikmesinden daha büyük olacağından semboller arası girişim önlenir. Alt taşıyıcıların frekans tayfında örtüşmeli olarak yerleştirilmesiyle de tayfsal verimlilik sağlanır.

Gezgin iletim kanalları zaman ve/veya frekansta seçici olduğundan kanaldan geçen bitler alıcıya bozularak ulaşır. Kanalın zaman ve frekans düzlemindeki özellikleri bilindiğinde bozucu etkisi giderilip bitlerin hatalı algılanma olasılığı azaltılır. DFBC sisteminde bit hata oranını (bit error rate) azaltmak için alıcıda demodülasyon aşamasından önce kanalın kestirilmesi gereklidir (Bahai ve Saltzberg, 1999). Pilot tabanlı kanal kestirim yönteminde değeri bilinen bitler (pilot bitler) iletilen işaretin içine yerleştirir ve alıcıda bilinen değerleriyle karşılaştırılarak kanal özellikleri belirlenir.

DFBC işareti iletim kanalından geçtiğinde pilot ve veri bitlerini taşıyan bazı alt taşıyıcılar derin sönümlenmeye maruz kalırlar. Derin sönümlenmelerin olduğu bölgeler iyi biçimde kestirilemez, bitlerin hatalı algılanma olasılığı artar ve Bit Hata Oranı (BHO) yükselir. Kanal kestirim doğruluğunu arttırmak için pilot bitlere karşılık gelen alt taşıyıcılar yeterli sıklıkta olmalıdır. Başka bir deyimle, pilot bitlerin sıklığı iletim bandını etkin kullanıp aynı zamanda hatalı kanal kestirimini yol açacağı BHO artışını en aza indirecek şekilde seçilmelidir.

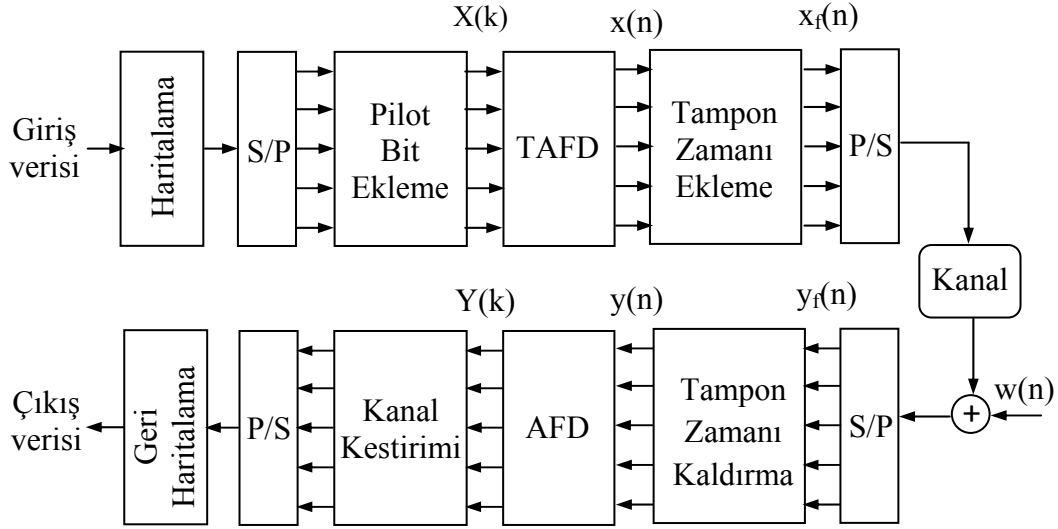
Literatürde DFBC sisteminde kanal kestiriminde kullanılacak pilot bit yerleşimi üzerine yapılmış birçok çalışma bulunmaktadır. Fazel ve Kaiser (2003)'de DFBC sisteminde frekans düzleminde kullanılacak pilot bitler arası mesafeyi kanalın en yüksek yankı gecikmesi, bant genişliği ve alt taşıyıcı sayısı ile ilişkilendirmiştir. Evans (2002)'de pilot bit yerleştirme sıklığı incelenmiş, işaret gürültü oranı (signal to noise ratio) azaldıkça daha fazla pilot bit yerleştirilmesi gerektiği sonucuna varılmıştır. Ohno ve Giannakis (2004)'de eşit aralıklı ve eşit güçlü pilot bit kullanımının ortalama karesel kanal kestirim hatasını en az yaptığı gösterilmiştir. Choi ve Lee (2005)'de Rayleigh kanalı için iki boyutlu kanal kestiriminde kullanılacak en uygun pilot bitler arası mesafeyi Doppler yayılımı ve güç-yankı profiline bağlı olarak ifade edilmiştir. Fu ve diğ. (2010)'da en uygun pilot bit yerleşimin kanal koşullarına ve gerekli veri iletim hızına bağlı olarak yapılması gerektiği söylenmiştir. Tarak tipi kanal kestiriminde pilot bit yerleşiminin DFBC sistem başarımına etkisi Engiz ve diğ. (2011a) üç test kanalı, Engiz ve diğ. (2011b)'de ise radyo kanal ölçümünde elde edilen yayılım verileri için incelenmiş ve en uygun pilot bitler arası mesafe ile kanalın uyum bant genişliği arasındaki ilişki belirlenmiştir.

Bu çalışma Engiz ve diğ. (2011b)'de yayımlanan çalışmanın bir uzantısı niteliğinde olup; farklı, farklı kanal parametreleri kullanılarak DFBC sisteminde kullanılacak en uygun pilot bit sayısı için genel bir bağıntı elde edilmesidir. Bunun için bir DFBC benzetimi yapılmış, kanal profilleri ve pilot oranları (pilot bit sayısının veri bit sayısına oranı, PO) için sistem başarımları incelenmiştir. Benzetimlerde radyo kanal ölçümlerinden elde edilen frekans seçiciliği farklı 20 kanal profili kullanılmış ve her bir kanal farklı bir gezgin iletim ortamını temsil edecek şekilde seçilmiştir. Pilot bit kullanımıyla oluşan bant genişliği verimindeki azalma dikkate alınarak İşaret Gürültü Oranı (İGO) güncellenmiş, güncellenen değerler benzetimlerde kullanılarak BHO'yu en küçük yapan PO elde edilmiştir. Bu PO, en uygun pilot oranı (EUPO) olarak ve bu pilot bitlere karşılık gelen komşu alt taşıyıcılar arasındaki mesafe ise $(\Delta f)_{EUPO}$ olarak adlandırılmıştır. Gezgin iletim kanalının zaman ve frekans düzlemindeki özellikleri çoğunlukla yankı dağılımının etkin değeri (rms delay spread) ve uyum bant genişliği (coherence bandwidth) ile ifade edildiğinden $(\Delta f)_{EUPO}$ ile bu

değişkenler arasındaki ilişki incelenmiştir. Ardından DFBC sisteminde kanal kestiriminde kullanılacak en uygun pilot bit sayısı ile kanalın 0.9 ilinti katsayılı uyum bant genişliği (B_T) arasındaki bağıntı türetilmiştir.

2. DFBC SİSTEM MODELİ

Pilot tabanlı kanal kestirimine dayalı bir DFBC sistemi Şekil 1’de gösterildiği gibi verici, gezgin iletim kanalı ve alıcı ana bloklarından oluşmaktadır.



Şekil 1:
Temel bant DFBC sistemi

2.1. Verici

DFBC sisteminin verici kısmında ikili giriş verisi önce gruplanıp modülasyon türüne göre karmaşık değerli sembollere atanır. Seri paralel (S/P) dönüştürücü çıkışına pilot bitler düzenli aralıklar ile yerleştirilir. Pilot eklenmiş semboller Ters Ayrık Fourier Dönüşümü (TAFD) ile N tane dikgen taşıyıcı üzerine modüle edilir. TAFD çıkışında elde edilen işarete tampon zamanı (guard interval) süresince çevrimsel ön-ek (cyclic prefix) eklenip kanala beslenir. Kanal girişindeki DFBC işareti (1) eşitliğindeki gibidir;

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

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

2.2. Alıcı

Alıcıda tampon zamanı kaldırılıp Ayrık Fourier Dönüşümü (AFD) uygulandıktan sonra elde edilen işaret (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 katsayısını, $W(k)$ ise toplamsal beyaz Gauss gürültüsünü göstermektedir. Alıcı kısımda vericide eklenen pilot bitler kullanılarak kanal özellikleri belirlenir. Paralel seri (P/S) dönüştürücü çıkışı, kanal bilgisi kullanılarak demodüle edilir.

2.3. Gezgin İletim Kanalı

Gezgin iletişimde dış ortama iletilen işaret farklı nesnelere tarafından zayıflatılır, yansıtılır, kırılır ve saçılır. Bunun sonucunda iletilen işaret alıcıya farklı gecikme, zayıflama ve faz kaymasıyla ulaşır. Bu olgu *yankılı kanal yayını* olarak bilinir. Yankılı kanalın zamanda bozulma özellikleri çoğunlukla ortalama güç-yankı profili ve yankı gecikme dağılımının etkin değeri (τ_{etkin}), frekans düzlemi özellikleri ise frekans ilinti fonksiyonu (frequency correlation function) ve uyum bant genişliğiyle belirlenir (Parsons, 1992, Rappaport, 1996). Ortalama yankı gecikmesi (τ_{ort}) güç-yankı profilinin [$P_h(\tau)$] birinci momentidir. τ_{etkin} ise $P_h(\tau)$ 'nin ikinci merkez momentinin karekökü alınarak elde edilir. τ_{ort} ve τ_{etkin} sırasıyla (3) ve (4) eşitliğindeki gibi belirlenir.

$$\tau_{\text{ort}} = \frac{\sum_i P_h(\tau_i) \tau_i}{\sum_i P_h(\tau_i)} - \tau_A \quad (3)$$

$$\tau_{\text{etkin}} = \sqrt{\frac{\sum_i P_h(\tau_i) \tau_i^2}{\sum_i P_h(\tau_i)} - (\tau_{\text{ort}})^2} \quad (4)$$

Burada τ_A profilin başlangıç noktasını, τ_i i inci yankının gecikmesini, $P_h(\tau_i)$ ise i inci yankının güç seviyesini ifade eder. Dağılımın başlangıç noktasını ilk gelen yankının zaman gecikmesi seçilirse $\tau_A=0$ olur. Fark frekans değişkeni Ω olmak üzere durağanımsı ilintisiz saçılmalı kanal için Frekans İlinti Fonksiyonu (FİF) (5) eşitliğindeki gibidir.

$$R_T(\Omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} P_h(\tau) e^{-j2\pi\Omega\tau} d\tau \quad (5)$$

FİF'in uygun ilinti katsayılarına eşit olduğu en küçük Ω değeri kanalın uyum bant genişliğini verir (Parsons, 1992). Uyum bant genişliği işaretin kanaldan geçerken benzer sönümlenmelere uğradığı frekans aralığı olarak ifade edilir. Kanalın FİF'i ve uyum bant genişliği arasındaki ilişki frekans ilinti fonksiyonunun genliğinin orta frekanstan uzaklaşırken seçilen ilinti katsayılarına (örn. 0.5 ve 0.9) ilk kez düştüğü noktalar arasındaki bant genişliği olarak verilir (örn. $B_{T,0.5}$, $B_{T,0.9}$).

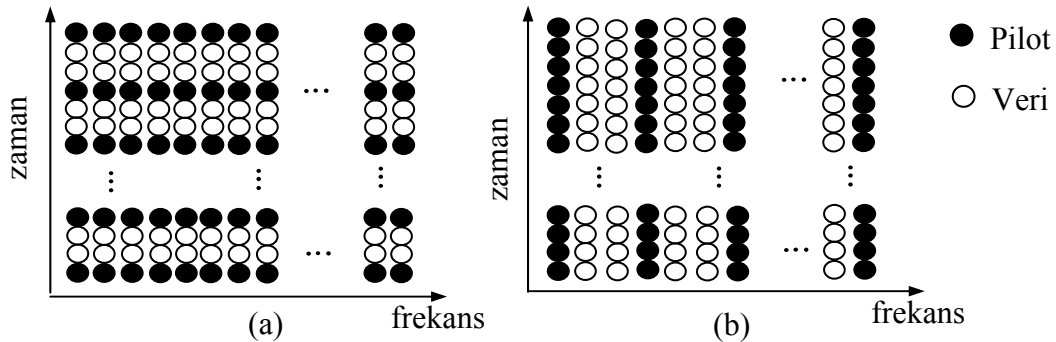
3. DFBC SİSTEMİNDE KANAL KESTİRİMİ

DFBC sisteminde demodülasyon aşamasından önce kanal kestirimi yapılarak iletim kanalının bozucu etkisi giderilir. Kanal kestiriminde veri bitlerini alıcıda elde etmek için eş zamanlı veya eş zamanlı olmayan algılama kullanılır. Eş zamanlı algılama yüksek veri hızı gerektiren uygulamalarda tercih edildiğinden DFBC sisteminde çoğunlukla kullanılır. DFBC sistemlerinde eş zamanlı algılamaya izin vermek için pilot tabanlı, kör ve yarı kör

kanal kestirim algoritmaları uygulanır (Prasad, 2004, Heiskala ve Terry, 2002). Pilot tabanlı algoritmalarda değeri bilinen bitler iletilen işaretin içine yerleştirilir. Alıcıda bu bitler kullanılarak kanal kestirimi yapılır. Kör algoritmada kanal, iletilen bitlerin özelliklerine bakılarak kestirilir. Yarı kör algoritmada ise bazı bilinen bitler iletilen işarete eklenir ve iletilen işaretin özellikleri kullanılarak kanal kestirilir. Yarı kör algoritmadaki amaç; pilot tabanlı algoritmadakinden daha az pilot bit kullanarak kör algoritmadakinden daha iyi başarımla elde etmektir. Hızlı sönmülenen kanalın geçiş işlevi bir DFBC sembolü içinde bile değiştiğinden kanal özelliklerinin her bir DFBC sembolüne yerleştirilen pilot bitler yardımıyla belirlenmesi tercih edilir. Bu nedenle bu çalışmada tarak tipi pilot tabanlı kanal kestirim algoritması kullanılmıştır.

3.1. Pilot Tabanlı Kanal Kestirimi

Pilot tabanlı kanal kestiriminde pilot bitlerin yerleşimi blok tipi (block type) ve tarak tipi (comb type) olmak üzere iki biçimde yapılır. Şekil 2’de görüldüğü gibi pilot bitlerin tüm alt taşıyıcılara belirli bir periyotla yerleşmesi blok tipi, her bir DFBC sembolüne yerleştirilmesi ise tarak tipi kanal kestirimi olarak adlandırılır. Blok tipi kanal kestirimi yavaş sönmülenmeli; tarak tipi kanal kestirimi ise hızlı sönmülenmeli kanal durumunda kullanılır. Tarak tipi pilot yerleşimli kanal kestiriminde kanalın tamamını kestirmek için ara değerlendirme yapılması gerekir.



Şekil 2:

a. Blok tipi, b. Tarak tipi pilot yerleşimi

3.2. Tarak Tipi Kanal Kestirimi

Bu kestirim yönteminde kanalın pilot ve veri alt taşıyıcılarındaki değerinin kestirilmesi gerekir. N_p pilot işaretleri $[X_p(m), m=0,1,\dots, N_p-1]$ $X(k)$ 'nin içine düzenli bir biçimde yerleştirilir (Hsieh ve Wei, 1998). Bu işlemle N alt taşıyıcı her biri ardışık $L=N/N_p$ tane alt taşıyıcı içeren N_p tane gruba bölünür. Her bir grupta ilk alt taşıyıcı pilot işareti iletmek için kullanılır. DFBC işaretinin k . alt taşıyıcıdaki değeri (6) eşitliğindeki gibi tanımlanır.

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

$$= \begin{cases} x_p(mL), & \ell = 0 \\ x_d(mL + \ell), & \ell = 1, 2, \dots, L-1 \end{cases} \quad (6)$$

Her bir alt kanal, ya veri bitlerini ya da pilot bitleri iletir. Pilot alt kanalı H_p ve veri alt kanalı H_d olmak üzere kanalın tepkisi (7) eşitliğindeki gibi yazılır.

$$H(k) = H(mL + \ell) = \begin{cases} H_p(mL), & \ell = 0 \\ H_d(mL + \ell), & \ell = 1, 2, \dots, L-1 \end{cases} \quad (7)$$

Bu durumda alınan pilot bitler ile veri bitleri sırasıyla (8) ve (9) eşitliklerindeki gibidir.

$$Y_p(m) = H_p(m)X_p(m) + I_p(m) + W(m) \quad (8)$$

$$Y_d(mL + \ell) = H_d(mL + \ell)X_d(mL + \ell) + I_d(mL + \ell) + U(mL + \ell) \quad (9)$$

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

Tarak tipi pilot bit yerleşimli kanal kestiriminde pilot alt taşıyıcılardaki değerler LS (Least Square), MMSE (Minimum Mean Square Error) ve LMS (Least Mean Square) algoritmaları ile belirlenir. LS algoritması basit ve kullanışlı olması nedeniyle tercih edilir. Kanalin pilot alt taşıyıcılardaki değeri LS algoritmasıyla (10) eşitliğindeki gibi hesaplanır (Hsieh ve Wei, 1998).

$$\hat{H}_p(m) = \frac{Y_p(m)}{X_p(m)} \quad m = 0, 1, \dots, N_p - 1 \quad (10)$$

Burada X_p iletilen pilot bitleri, Y_p alınan pilot bitleri, N_p pilot bit sayısını, m pilot alt taşıyıcının indisini göstermektedir.

Kanalin tamamını kestirmek için ise doğrusal, ikinci derece, alçak geçiren veya kübik eğri (spline cubic) ara değerlendirme algoritmaları kullanılabilir. Alçak geçiren ara değerlendirme algoritmasının diğer algoritmalarından daha iyi sonuç verdiği Coleri ve diğ. (2002)'de gösterilmiştir. Alçak geçiren ara değerlendirme algoritmasında orijinal dizinin içine sıfırlar yerleştirilir ve ardından alçak geçiren sonlu birim dürtü tepkili 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 değerlendirme yapılır.

4. SONUÇLAR VE TARTIŞMA

Bu çalışmada, kanal kestiriminde pilot bit yerleşiminin DFBC sistem başarımına etkisini incelemek için bir DFBC benzetimcisi oluşturulmuştur. Benzetimcide pilot tabanlı tarak tipi kanal kestirim yöntemi kullanılmış, kanalin pilot alt taşıyıcılardaki değeri LS, veri alt taşıyıcılarındaki değeri ise alçak geçiren ara değerlendirme algoritmasıyla (MATLAB'da *interp* fonksiyonu) hesaplanmıştır (Coleri ve diğ., 2002). Pilot bitler frekans düzleminde eşit aralıkta ve eşit güçte yerleştirilmiştir. Benzetimlerde temel bant BPSK modülasyonu, 1024 (N) alt taşıyıcı, N/4'lük çevrimsel ön-ek ilaveli tampon zamanı, 40 MHz'lik iletim bant genişliği kullanılmıştır. Kanalin bir DFBC sembolü boyunca değişmediği, mükemmel eş zamanlama yapıldığı ve doğrusal güç yükseltmesi olduğu varsayılmıştır. Bir DFBC sembolündeki toplam pilot bitler için ayrılan süre T_p , sembol süresi T_s , tampon zamanı T_G olmak üzere, Engels

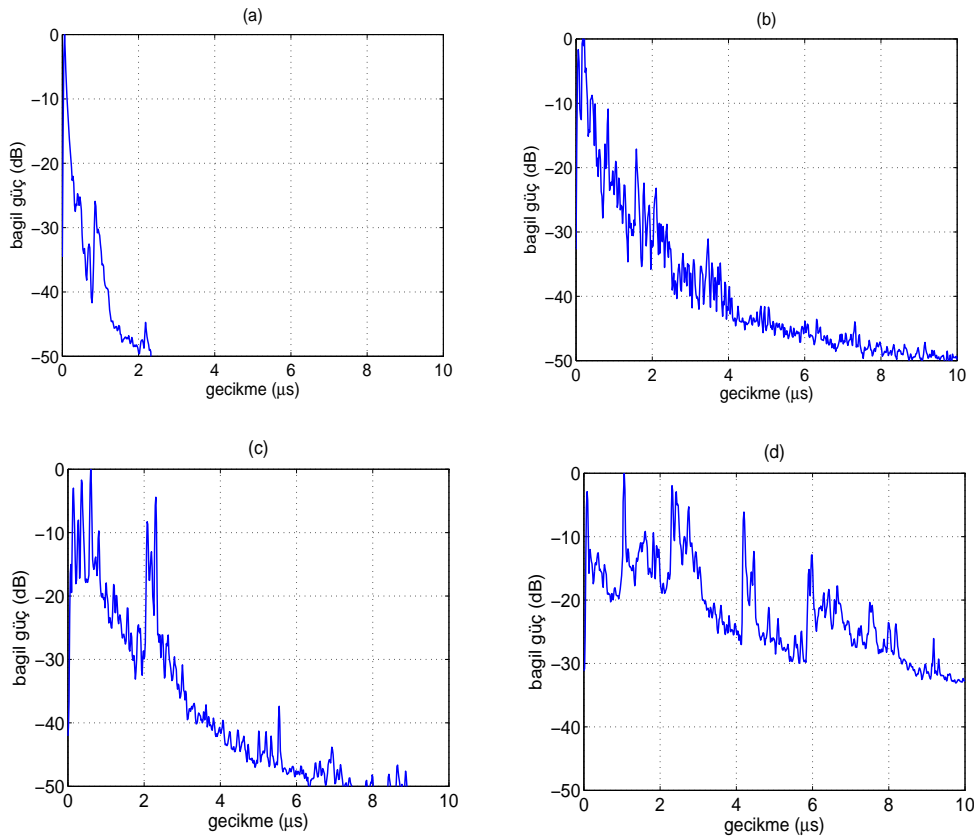
(2002)'de verilen T_G kullanımı nedeniyle İGO'da oluşan kayıp ifadesi (11) eşitliğindeki gibi güncellenmiştir.

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

4.1. İletim Kanalı

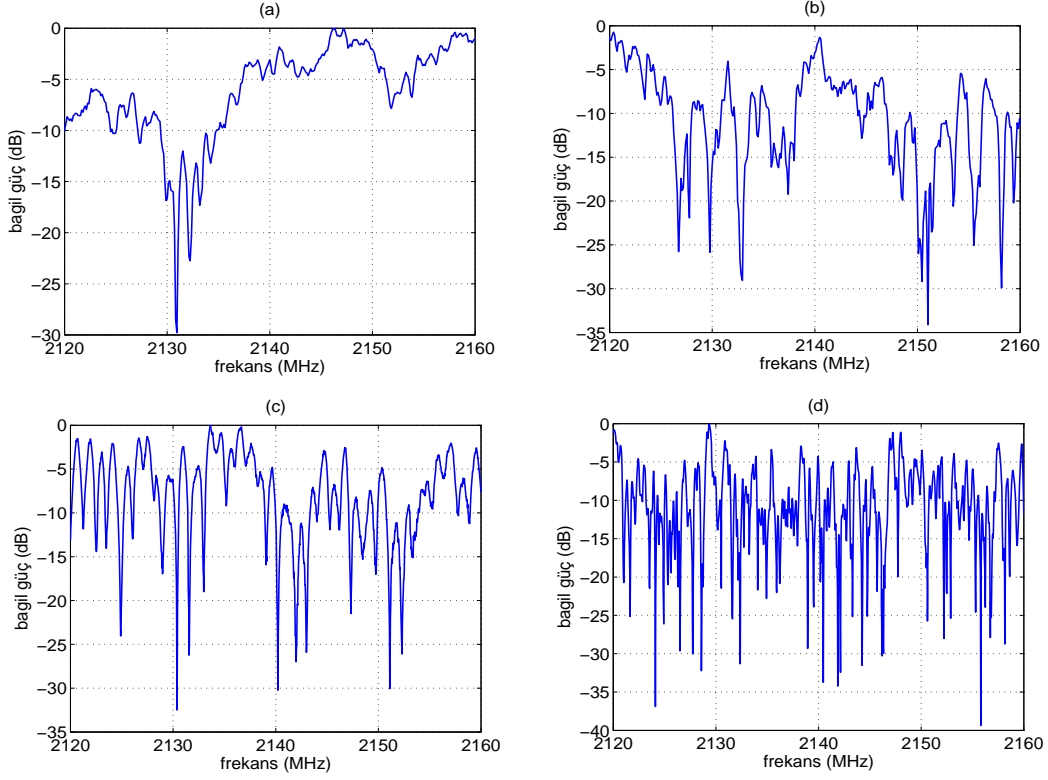
Kablosuz iletim kanalı olarak Manchester kent merkezinde 2110–2170 MHz bandında yapılan radyo kanal ölçümünde elde edilen yayılım verilerinden 2120–2160 MHz'e denk gelen 40 MHz'lik bölüm kullanılmıştır. Kanal verilerinin toplanması ve değerlendirmesiyle ilgili ayrıntılar Salous ve Gokalp (2007)'de bulunabilir. Farklı frekans seçicilikteki 20 kanal K1-K20 olarak adlandırılmıştır. Her bir kanal için gürültü eşik seviyesi gürültü tabanından en az 5 dB yukarısı olarak belirlenmiştir.

Kullanılan kanallardan dördünün birim dürtü tepkileri Şekil 3'de, frekans geçiş işlevleri Şekil 4'de ve FİF'leri Şekil 5'de verilmiştir. Bunlardan K1 0.27 μs 'lik τ_{etkin} , K2 0.28 μs 'lik τ_{etkin} değerleriyle az yankılı bir kanalı temsil ederken; K3 0.54 μs ile orta derecede yankılı, K4 ise 1.16 μs 'lik τ_{etkin} değerleri ile çok yankılı bir kanalı temsil etmektedir. K2, K3 ve K4'ün güç yankı profilleri üstel olarak azalmayan biçimdedir.

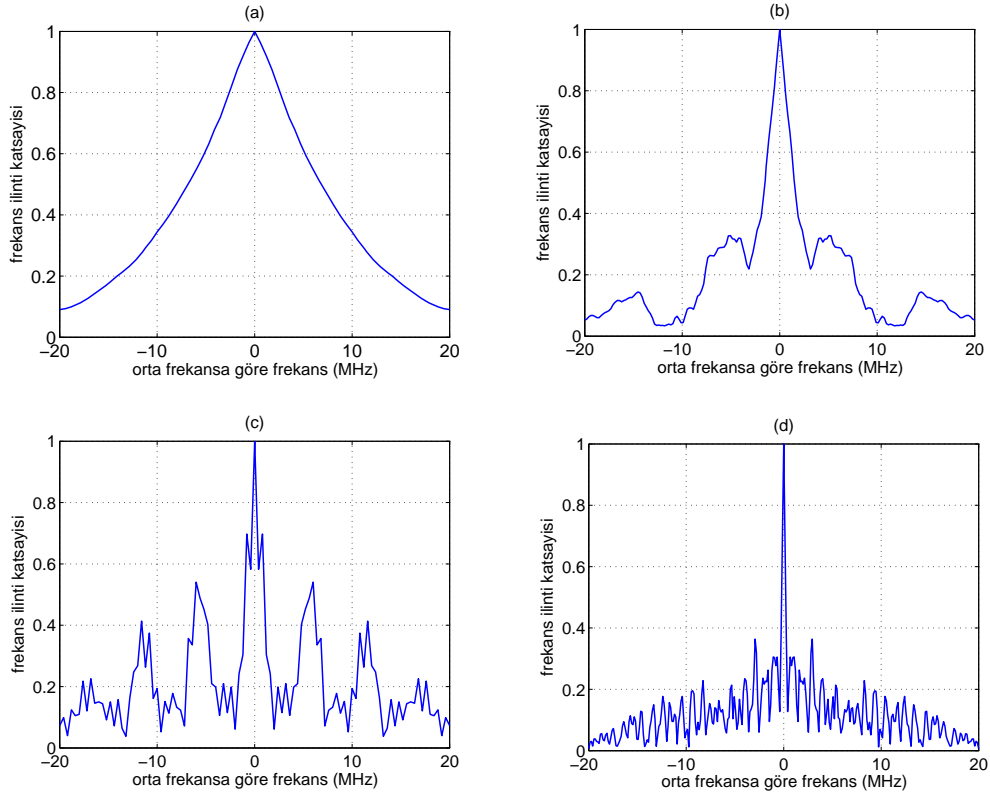


Şekil 3:

a.K1, b.K2, c.K3, d.K4 için birim dürtü tepkileri



Şekil 4:
a.K1, b.K2, c.K3, d.K4 kanal profilleri için frekans geçiş işlevleri

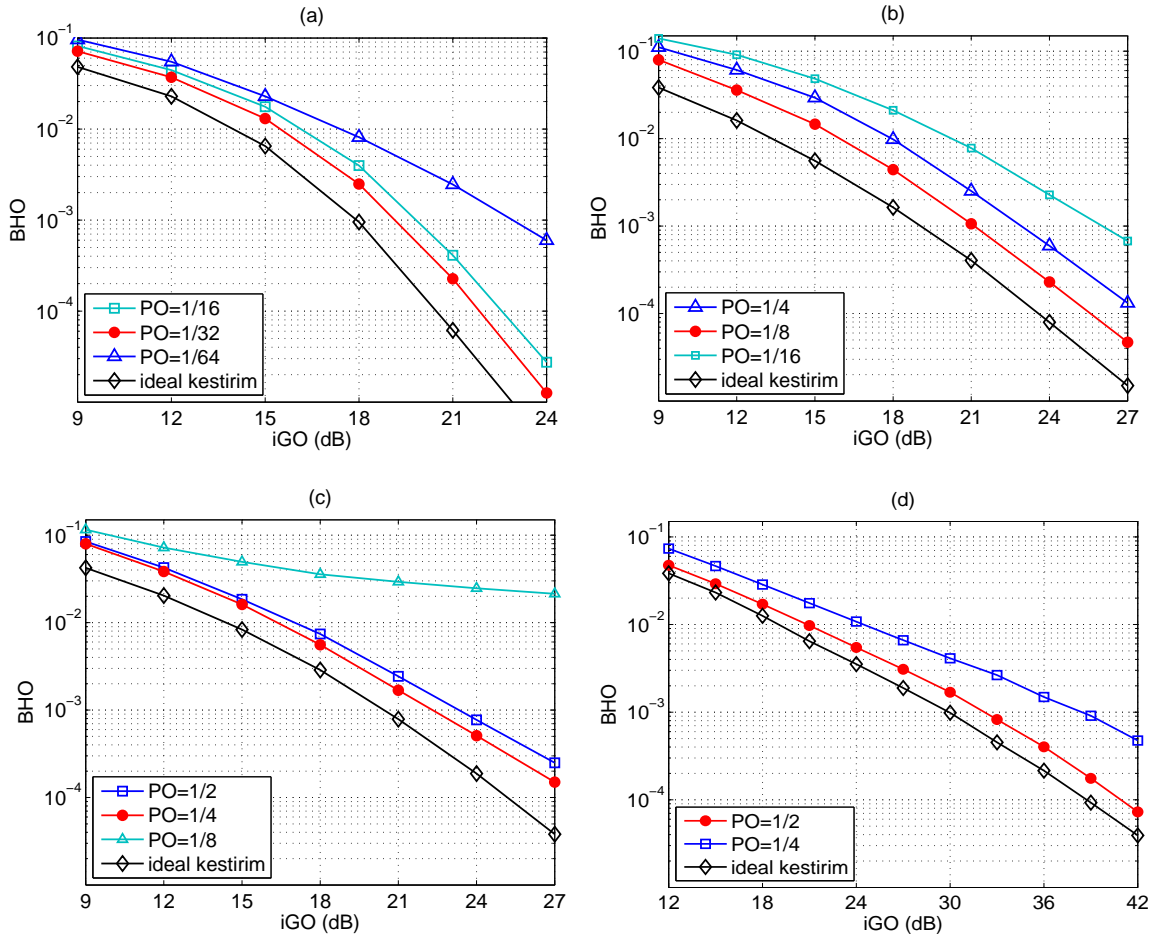


Şekil 5:
a.K1, b.K2, c.K3, d.K4 kanal profilleri için FIF'ler

Şekil 4'den görüleceği gibi K1'deki sönümlenmeler oldukça seyrek ve sık iken K4'de sönümlenmeler daha sık ve derindir. Kanalların FİF'leri $P_h(\tau)$ 'ya hızlı Fourier dönüşümü uygulanarak elde edilmiş ve 0.5 ve 0.9 ilinti seviyelerindeki uyum bant genişlikleri ($B_{T,0.5}$, $B_{T,0.9}$) hesaplanmıştır. K1'in frekans seçiciliği düşük olduğundan $B_{T,0.5}$ oldukça büyük iken (13.6 MHz) yüksek frekans seçiciliğindeki K4 için $B_{T,0.5}$ değeri oldukça küçüktür (0.47 MHz).

4.2. Pilot Oranının Bit Hata Oranına Etkisi

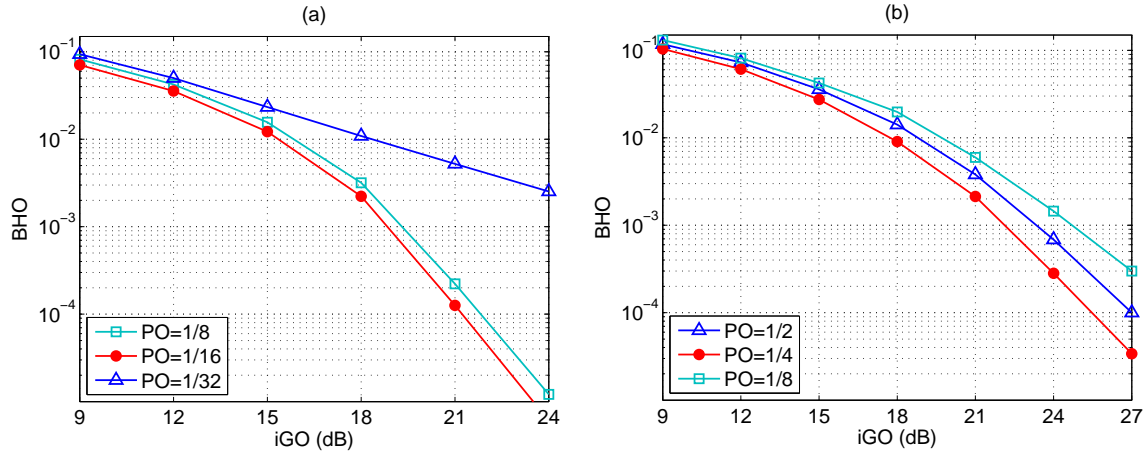
DFBÇ sisteminde frekans seçiciliği farklı dört kanal profili için seçilen PO'lar ve ideal kestirim durumunda (11) eşitliğinde verilen kayıp dikkate alınarak güncellenen İGO'ya bağlı BHO değişimi Şekil 6'da verilmiştir. PO büyüdükçe (kestirim için daha fazla pilot bit kullanıldığında) İGO_{kayıp} ve BHO artmaktadır. PO küçüldükçe ise İGO_{kayıp} azalmasına rağmen kestirimde kullanılacak pilot bit sayısı daha az olduğundan BHO yine artmaktadır. Şekil 6'da görüldüğü gibi dört kanal için de BHO'yu en az yapan EUPO vardır ve kırmızı renkle işaretlenmiştir. K1 için PO azaldığında BHO azalmış, PO'nun 1/32'den küçük değerlerinde ise BHO'da artış olmuştur. Dolayısıyla PO 1/32 iken en küçük BHO elde edilmiştir. K2 için PO 1/4'den 1/8'e çıktığında BHO azalmış, 1/16 değerinde ise oldukça artmıştır. K3 için en küçük BHO PO 1/4 iken K4 için ise 1/2 iken elde edilmiştir.



Şekil 6:
a.K1, b.K2, c.K3, d.K4 için PO'nun BHO'ya etkisi

DFBC sisteminde EUPO kanalın frekans seçiciliğine bağlı olarak değişmektedir. Örneğin düşük frekans seçicilikli kanal profilleri (K1, K2) için EUPO küçük iken yüksek frekans seçicilikli kanallar için (K3, K4) EUPO daha büyüktür.

Benzetimler 1024 yerine farklı alt taşıyıcı sayıları için de yapıldığında; EUPO'nun değiştiği görülmüştür. Örneğin alt taşıyıcı sayısı 512 seçildiğinde K1 için EUPO 1/32'den 1/16'ya K2 için ise 1/4'e yükselmiştir (Şekil 7). Fakat her iki durumda da $(\Delta f)_{EUPO}$ aynı kalmıştır (K1 için 1.25 MHz, K2 için 0.3125 MHz). Benzer yorumlar diğer kanallar içinde yapılabilir. Dolayısıyla EUPO kanal yapısına ve alt taşıyıcı sayısına bağlı olarak değişirken $(\Delta f)_{EUPO}$ yaklaşık olarak aynı kalmaktadır.



Şekil 7:
a.K1, b.K2, $N=512$ için PO'nun BHO'ya etkisi

4.3. $(\Delta f)_{EUPO}$ ' nun B_T ve τ_{etkin} ile İlişkisi

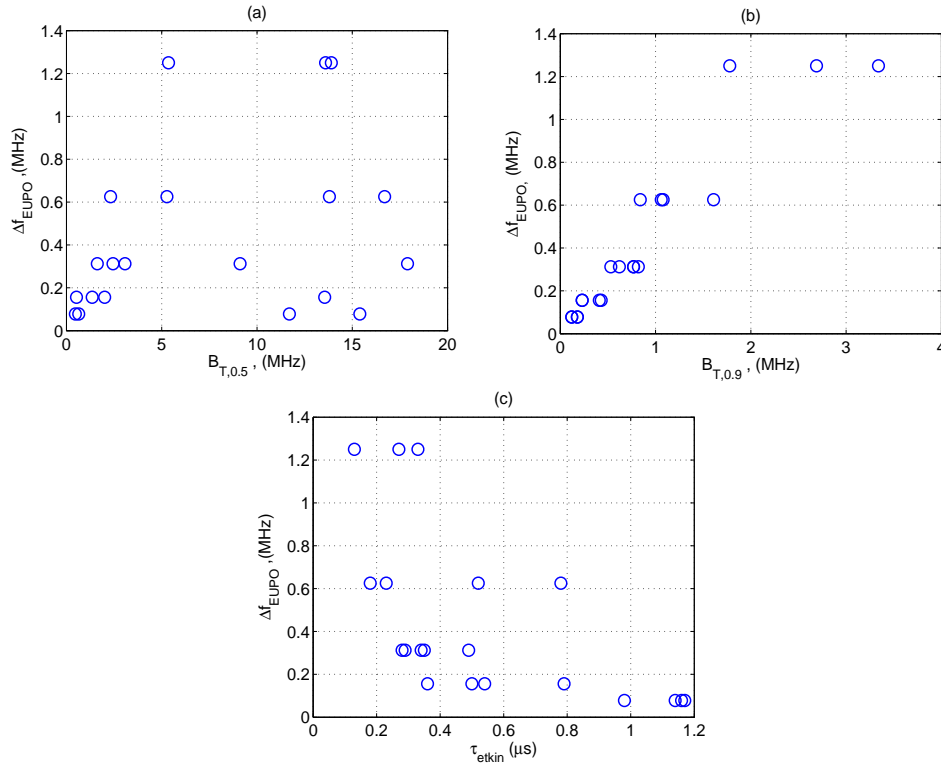
Bu bölümde $(\Delta f)_{EUPO}$ ' nun sıkça kullanılan kanal değişkenlerinden τ_{etkin} ve B_T ile ilişkisi araştırılmıştır. Pilot taşıyıcılar arasında kanalda sönümlenmeler azaldıkça kestirimin kalitesi artar. Dolayısıyla $(\Delta f)_{EUPO}$ ile kanalın düz sönümlendiği aralık arasında bir bağlantı olma olasılığı yüksektir.

Tablo 1'de dört kanal profili için elde edilen $(\Delta f)_{EUPO}$ ' lar ve bu $(\Delta f)_{EUPO}$ ' lar ile kanalın τ_{etkin} ve B_T değerleri arasındaki ilişki verilmiştir. Bu kanallar için $(\Delta f)_{EUPO}$ 0.078125 MHz ile 1.25 MHz arasında, $(\Delta f)_{EUPO}$ ile τ_{etkin} çarpımları ise 0.084 ile 0.337 arasında değişmektedir. $(\Delta f)_{EUPO}$ ile B_T arasındaki ilişki incelendiğinde; $B_{T,0.5}$ değerinin $6.026(\Delta f)_{EUPO} - 12.88(\Delta f)_{EUPO}$ aralığında, $B_{T,0.9}$ ise $1.47(\Delta f)_{EUPO}$ ile $2.67(\Delta f)_{EUPO}$ aralığında değiştiği görülmüştür.

Tablo 1. K1-K4 için $(\Delta f)_{EUPO}$ ' lar ve $(\Delta f)_{EUPO}$ ' lar ile τ_{etkin} ve B_T arasındaki ilişki

Kanal	τ_{etkin} (μs)	$(\Delta f)_{EUPO}$ (MHz)	$[\tau_{etkin} \cdot (\Delta f)_{EUPO}]$	$\frac{B_{T,0.5}}{(\Delta f)_{EUPO}}$	$\frac{B_{T,0.9}}{(\Delta f)_{EUPO}}$
K1	0.27	1.25	0.337	10.90	2.67
K2	0.28	0.3125	0.087	9.824	2.46
K3	0.54	0.15625	0.084	12.88	1.47
K4	1.16	0.078125	0.090	6.026	1.54

20 kanal profili için $(\Delta f)_{EUP0}$ 'un kanalın $B_{T,0.5}$, $B_{T,0.9}$ ve τ_{etkin} değerine bağlı değişimleri sırasıyla Şekil 8 a.b.c'de verilmiştir. $(\Delta f)_{EUP0}$ ile B_T arasındaki ilişki incelendiğinde; $B_{T,0.5}$ değerinin $3.2(\Delta f)_{EUP0} - 196.9(\Delta f)_{EUP0}$ aralığında, $B_{T,0.9}$ ise $1.15(\Delta f)_{EUP0}$ ile $2.75(\Delta f)_{EUP0}$ aralığında değiştiği görülmüştür. $(\Delta f)_{EUP0}$ ile τ_{etkin} çarpımları ise 0.06 ile 0.49 arasında değişmektedir. Bu aralık değerleri göz önüne alındığında $(\Delta f)_{EUP0}$ ile kanalın τ_{etkin} ve $B_{T,0.5}$ değerleri arasında bir bağıntı kurmak oldukça zordur. $B_{T,0.9}$, $(\Delta f)_{EUP0}$ ile en iyi ilişkilendirilebilir olduğu Şekil 8. b'de görülmektedir.



Şekil 8:

20 kanal profiline ait $(\Delta f)_{EUP0}$ 'nun a. $B_{T,0.5}$, b. $B_{T,0.9}$, c. τ_{etkin} ile ilişkisi

Şekil 8.b'de verilen $(\Delta f)_{EUP0}$ ile $B_{T,0.9}$ arasındaki ilişkiyi netleştirmek için kanal kestiriminde kullanılacak 2'nin tam kuvveti olan en uygun pilot bit sayısı ($N_{p,EU}$) aşağıdaki gibi belirlenir (BG, bant genişliği).

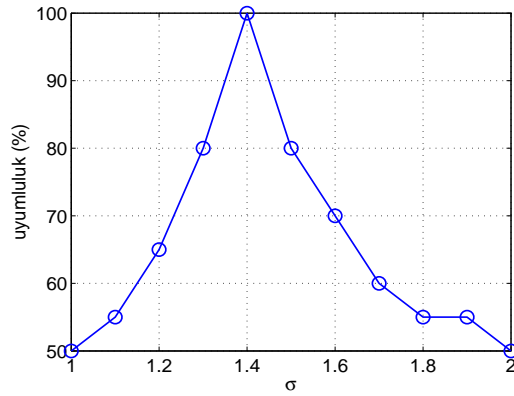
$$N_{p,EU} = \frac{BG}{(\Delta f)_{EUP0}} = 2^{\log_2 \left(\frac{BG}{(\Delta f)_{EUP0}} \right)} \quad (12)$$

Bu değer $B_{T,0.9}$ kullanılarak ifade edilmek istendiğinde; $(\Delta f)_{EUP0}$ yerine $B_{T,0.9}$ cinsinden değeri yazılmalıdır. Ancak bu durumda elde edilen sonuç 2'nin tam kuvveti olmayacağından bir yuvarlama işlemi yapılmalı ve (13) eşitliğinde verilen $N_{p,\sigma}$ 'yı $N_{p,EU}$ 'ya eşit yapacak σ değeri ($B_{T,0.9}$ başına düşen pilot sayısı) hesaplanmalıdır. Bu durumda $(\Delta f)_{EUP0}$ ile $B_{T,0.9}$ arasındaki ilişki belirlenebilir.

$$N_{p,\sigma} = 2^{\left\lceil \log_2 \left(\sigma \frac{BG}{B_{T,0.9}} \right) \right\rceil} \quad (13)$$

Burada $\lceil \cdot \rceil$ fonksiyonu yukarı doğru yuvarlama fonksiyonu olup verilen değerden büyük veya eşit olan ilk tamsayıyı verir ($\lceil x \rceil = \min\{\sigma \in Z \mid \sigma \geq x\}$). Yukarıdaki işlem adımları izlendiğinde σ 'ya bağlı $N_{p,\sigma}$ ile $N_{p,EU}$ arasındaki ilişki hakkında şu yorumlar yapılabilir; kanal uyum bant genişliği ve benzetim sonucu bulunan $N_{p,EU}$ değerleri incelendiğinde σ 'nın $[1, 2]$ aralığında anlamlı değer aldığı görülür. σ 'nın tam değerini belirlemek için $N_{p,\sigma}$ ile $N_{p,EU}$ arasındaki uyumluluğun yüzdesel değişimine bakılabilir (Şekil 9). $\sigma=1.4$ seçildiğinde elde edilen $N_{p,\sigma}$ ile $N_{p,EU}$ tüm kanal profilleri için aynı olduğu görülür. Sonuç olarak $N_{p,EU}$ ile $B_{T,0.9}$ arasındaki bağıntı (14) eşitliğindeki gibi elde edilir.

$$N_{p,EU} = N_{p,1.4} = 2^{\left\lceil \log_2 \left(1.4 \frac{BG}{B_{T,0.9}} \right) \right\rceil} \quad (14)$$



Şekil 9:

$N_{p,\sigma}$ ile $N_{p,EU}$ arasındaki uyumluluğun incelenmesi

5. SONUÇ

Bu çalışmada radyo kanal ölçümlerinden elde edilen farklı frekans seçiciliğine sahip 20 kanal profili kullanılarak frekans düzleminde pilot bit yerleşiminin DFBC sistem başarımına etkisi incelenmiştir. Her biri farklı gezgin iletim ortamını temsil eden kanal profilleri ve pilot oranları için İGO'ya bağlı BHO değerleri belirlenmiştir. En küçük BHO'yu veren pilot oranı EUPO bulunmuş ve bu bitlerin aktarıldığı alt taşıyıcılar arasındaki mesafe $(\Delta f)_{EUPO}$ hesaplanmıştır. EUPO alt taşıyıcı sayısına bağlı olarak değişmiş ancak $(\Delta f)_{EUPO}$ yaklaşık olarak aynı kalmıştır. $(\Delta f)_{EUPO}$ ile kanalın τ_{etkin} ve B_T değerleri arasındaki ilişki incelenmiştir. İnceleme sonuçları kanal kestiriminde kullanılacak en uygun pilot bit sayısının en iyi 0.9 ilinti katsayılı uyum bant genişliği ile ilişkilendirilebilir olduğunu göstermiştir. Bu sonuç değerleri kullanılarak en uygun pilot bit sayısı ile $B_{T,0.9}$ arasındaki genel bir bağıntı türetilmiştir. Buna göre $B_{T,0.9}$ başına en uygun pilot alt taşıyıcı sayısı 1.4'dür. Böyle bir bağıntı ile DFBC sisteminde kanal kestiriminde kullanılacak pilot bitler arası en uygun mesafe tek değişkene bağlı bir kanal parametresi ile kolaylıkla belirlenebilir.

KISALTMALAR

AFD	Ayrık Fourier dönüşümü
BG	Bant genişliği
BHO	Bit hata oranı
BPSK	Binary phase shift keying
ÇT	Çok taşıyıcılı
DFBÇ	Dikgen frekans bölmeli çoğullama
EUPO	En uygun pilot oranı
FİF	Frekans ilinti fonksiyonu
İGO	İşaret gürültü oranı
LMS	Least mean square
LS	Least square
MMSE	Minimum mean square error
PO	Pilot bit sayısının veri bit sayısına oranı
P/S	Parelel seri dönüştürücü
S/P	Seri paralel dönüştürücü
TAFD	Ters Ayrık Fourier dönüşümü

KAYNAKLAR

1. Bahai, A.R.S. and Saltzberg, B.R. (1999). Multi-Carrier Digital Communications: Theory and Applications of OFDM Technology, *Kluwer Academic*, New York.
2. Choi, J.W. and Lee, Y.H. (2005). Optimum Pilot Pattern for Channel Estimation in OFDM Systems, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol.4, no.5, 2083-2088.
3. Coleri, S., Ergen, M., Puri, A. and Bahai, A. (2002). Channel estimation techniques based on pilot arrangement in OFDM systems, *IEEE Trans. on Broadcasting*, vol.48, no.3, 223–229.
4. Engels, M. (2002). Wireless OFDM Systems, *Kluwer Academic Publisher*, USA.
5. Engiz, B.K., Kurnaz, Ç. ve Sezgin, H. (2011a). Pilot Tabanlı Kanal Kestiriminde Pilot Bit Yerleşiminin DFBÇ Sistem Başarımına Etkisi, *Sigma Mühendislik ve Fen Bilimleri Dergisi*, cilt.29, sayı.2, 127-137.
6. Engiz, B.K., Kurnaz, Ç., Sezgin, H., Gökalp, H., (2011b). Pilot Bit Yerleşiminin DFBÇ Sistem Başarımına Etkisinin İncelenmesi, *IEEE 19. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı (SİU-2011)*, 20-22 Nisan 2011, Antalya, 714-717.
7. Evans, J.S. (2002). Optimal Resource Allocation for Pilot Symbol Aided Multiuser Receivers in Rayleigh Faded CDMA Channels, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, no. 8, 1316-1325.
8. Fazel, K. and Kaiser, S. (2003). Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems, *John Wiley & Sons Ltd*, England.

9. Fu, L., Sun, S., Jing, X. and Hai, H. (2010). Analysis of pilot patterns and channel estimation for DVB-T2, *2nd IEEE International Conference on Network Infrastructure and Digital Content*, 609–613.
10. Heiskala, J. and Terry J. (2002) OFDM Wireless LANs: A Theoretical and Practical Guide, *Sams Publishing*.
11. Hsieh M. and Wei, C. (1998). Channel estimation for OFDM systems based on comb-type pilot arrangement in frequency selective fading channels, *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol.44, no.1, pp.217–225.
12. Nee, R.V. and Prasad, R. (2000). OFDM for Wireless Multimedia Communications, *Artech House*, Boston-London.
13. Ohno, S. and Giannakis, G.B. (2004). Capacity Maximizing MMSE-Optimal Pilots for Wireless OFDM Over Frequency-Selective Block Rayleigh-Fading Channels, *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 50, no. 9, 2138–2145.
14. Parsons, J.D. (1992). The Mobile Radio Propagation Channel, *John Wiley & Sons Ltd*, England.
15. Prasad, R. (2004). OFDM for Wireless Communication Systems, *Artech House*, Boston-London.
16. Rappaport, T.S. (1996). Wireless Communications Principles and Practice, *Prentice Hall PTR*, New Jersey.
17. Salous, S. and Gokalp, H. (2007). Medium-and Large-Scale Characterization of UMTS Allocated Frequency Division Duplex Channels, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol.56, issue.5, part.2, 2831-2843.

Makale 11.01.2012 tarihinde alınmış, 30.04.2012 tarihinde düzeltilmiş, 02.05.2012 tarihinde kabul edilmiştir.