

Çok Taşıyıcı Gerçek Zaman WiMAX Radyoda Zaman Bölgesi ve Frekans Bölgesi Kanal Denkleştiricilerin Teorik ve Deneysel BER Başarım Analizleri

E. Tuğcu¹, O. Çakır¹, A. Güner¹, A. Özen¹, B. Soysal², İ. Kaya¹

¹ Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

Karadeniz Teknik Üniversitesi DSP LAB., Trabzon

² Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

Atatürk Üniversitesi Mühendislik Fakültesi, Erzurum

aliozen@ktu.edu.tr

Özet

Sabit, kablosuz geniş bantlı erişim son kullanıcı için yüksek hızda ses, video ve data transferi sunan bir teknolojidir. IEEE 802.16 WiMAX standardı ve türevleri geniş frekans aralıklarında sabit/hareketli ve kablosuz geniş bant erişimi sunan fiziksel katmanları belirlemektedir. Çoklu yol ortamlarında güçlü performansından dolayı donanım üreticileri için IEEE 802.16 standardı OFDM fiziksel katmanını kabul etmektedir. Bu çalışmada, 3.45 GHz'de OFDM fiziksel katmanını kullanan WiMAX radyonun teorik ve deneysel başarımları incelenmektedir. Belirli bir kanal profilini kullanma yerine gerçek ortamda frekans seçici Rayleigh sönümlemeli kanalların elde edildiği ölçümlerden yararlanarak alıcıda bit hata oranı (Bit Error Rate, BER) başarımları hem deneysel hem de teorik olarak elde edilmektedir. Çalışmada, başarımların karşılaştırılması için zaman bölgesi (Time Domain Equalizer, TDE) ve frekans bölgesi kanal denkleştirici (Frequency Domain Equalizer, FDE)'ler kullanılmaktadır. Elde edilen teorik ve deneysel başarımların birbirleriyle son derece uyumlu ve gayet tatmin edici olduğu gözlenmektedir.

Anahtar Kelimeler: WiMAX (IEEE 802.16), deneysel BER, OFDM, TDE, FDE.

1. Giriş

Kablosuz geniş bant erişim teknolojileri, küçük ve orta büyüklükteki işletmelerde yüksek hızda internet erişimi ve son kullanıcı erişim teknolojileri için umut verici çözümler sunmaktadır. Bu sektörler geniş bant erişimini kablolu DSL (Digital Subscriber Line) teknolojisi ile sağlamalarına rağmen, yayılmadaki zorluklar geniş bant internet kullanım potansiyelinin ortaya çıkmasını önlemektedir. Dünyanın birçok yeri geniş bant erişiminin kolaylıkları altında bulunmamaktadır. Örnek olarak; şehir merkezlerindeki veya kenar semtlerdeki bağlantı noktaları merkezi istasyondan sadece 3 mil (yaklaşık 4828 metre) uzaklaşabilmektedirler. Diğer taraftan bazı ticari kuruluşların yeri, kablolu ağların kapsama alanında bulunmayabilmektedir. Kablosuz geniş bant ile bu problemlere çözüm üretilmektedir.

IEEE 802.16, geniş bant kablosuz erişimi için bir standart olup endüstrileri birleştirmektedir. WiMAX forum geniş bant kullanamayan yerlerdeki kullanıcıların büyük bir çoğunluğuna geniş alan üzerinde yüksek veri hızı önermektedir. Bu hücresele ağlara göre yüksek bant genişliği ile sabit kablosuz erişim için kullanılan birinci geniş çaptaki endüstri standardıdır. Kablosuz geniş bantlı sistemler, yatırım riskini küçültmekte, birlikte çalışabilirliği ve donanım maliyetini düşürmektedir [1].

11 GHz.'in altında lisanslı ve lisanssız bantlarda geniş bantlı kablosuz metropol alan ağ (Metropolitan Area Network, MAN) standartları IEEE 802.16 (WiMAX) çalışma grubu ve Avrupa telekomünikasyon standartları enstitüsü (European Telecommunications Standards Institute, ETSI) geniş bantlı radyo erişim ağı (Broadband Radio Access Network, BRAN) yüksek performanslı metropol alan ağ (High Performance MAN, HiperMAN) grubu tarafından geliştirildi [1, 2]. Standartın ilk evresinde, sabit kablosuz erişim için 11-66 GHz.

frekans bölgesi için tek taşıyıcı (Single Carrier, SC) sistemler ve 11 GHz.'in altındaki frekans bölgeleri için çok taşıyıcı (Multi Carrier, MC) sistemler düşünüldü. IEEE 802.16-2004 [1] ve IEEE 802.16e [2]'nin yayınlanmasıyla, standartların uygulamaları 11 GHz. frekans bölgesinin altındaki sistemler ve gezgin kablosuz ağlar için SC haberleşme sistemlerine genişletildi. WiMAX standardı, SC ve MC sistemlerde yayılmış BPSK (Spreaded BPSK, S-BPSK), QPSK, 16QAM, 64QAM ve 256QAM gibi sayısal modülasyon tekniklerinin oldukça geniş bir aralığını desteklemektedir [1].

Standartın ilk versiyonu olan 802.16, 10-66 GHz frekansında çalışırken baz istasyonunun görüş açısında olmasına LOS (Line of Sight) ihtiyaç duyulmaktadır. Daha sonra geliştirilmiş 802.16 standardı ise 2-11 GHz frekans aralığını kullanmakta ve istasyonu görme ihtiyacı gerektirmemektedir. 802.16a standardı 2.5, 3.5 ve 5.8 GHz bantlarını kullanmakta ve 50 km uzaklıkta dahi 70Mbit/sn hızına varan internet erişimi sağlamaktadır [3, 4, 5].

Frekans seçici kanalın çok yol etkilerinden kaynaklanan semboller arası girişim (Inter Symbol Interference, ISI) gönderilen işaretin yayılma hızını ve güvenilirliğini azaltmaktadır. Bu problemi çözmek için en kolay yöntem MC (OFDM) sistemlerdir.

WiMAX, esas olarak OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) ve MIMO (Multiple Input Multiple-Output) teknolojilerine dayanmaktadır. Bu iki gelişmekte olan teknoloji sayesinde servis sağlayıcılar tek bir baz istasyonundan daha fazla müşteriye hizmet sunma olanağına kavuşurken bunu daha az spektrum kullanarak gerçekleştirmektedirler. OFDM, Wi-Fi (Wireless Fidelity / 802.11) standardı ve WiMAX/802.16 tarafından kullanılan temel radyo teknolojisidir. MIMO ise WiMAX'in etkinliğini dört katına kadar çıkartan gelişmiş bir anten teknolojisidir. Üçüncü nesil ve

ötesi iletişim teknolojileri büyük çapta OFDM ve MIMO teknolojilerine dayanmaktadır [3, 4, 5].

Deneysel çalışması yapılan WiMAX radyo sisteminin modeli 2. bölümde ayrıntılı olarak verilmektedir. 3. bölümde deneysel BER hesaplama işlemi anlatılmaktadır. 4. bölümde WiMAX-OFDM sisteminde frekans bölgesi ve zaman bölgesi kanal denkleştiriciler incelenmektedir. Son bölümde ise deneysel ve teorik bilgisayar benzetim sonuçları ele alınarak elde edilen sonuçlar verilmektedir.

2. Deneysel WiMAX Radyo Düzenegi

Çalışmada kullanılan deneysel WiMAX radio düzenegi Şekil 1'de gösterilmektedir. Şekilde gösterilen verici ünitesinde, daha önceden bilgisayarda üretilen temel bant (baseband) işareti vektör işaret üreticisine (E4438C ESG, 0-6 GHz., Agilent) yüklenmektedir. İletimde temel bant filtreleme için kesme sabiti 0.35 olan Raised Cosine (RC) filtresi kullanılır. İşareti antene göndermeden önce IP1 ve IP3 güçleri sırayla 22 dBm ve 35 dBm olan Hittite Microwave tarafından üretilen HMC409LP4 doğrusal güç yükseltici kullanılır. Verici ve alıcıda yaklaşık olarak 9-10 dBi kazançlı ve 60-70 derece açıklık açısına sahip biquad ve patch yönsel antenler kullanılmıştır.

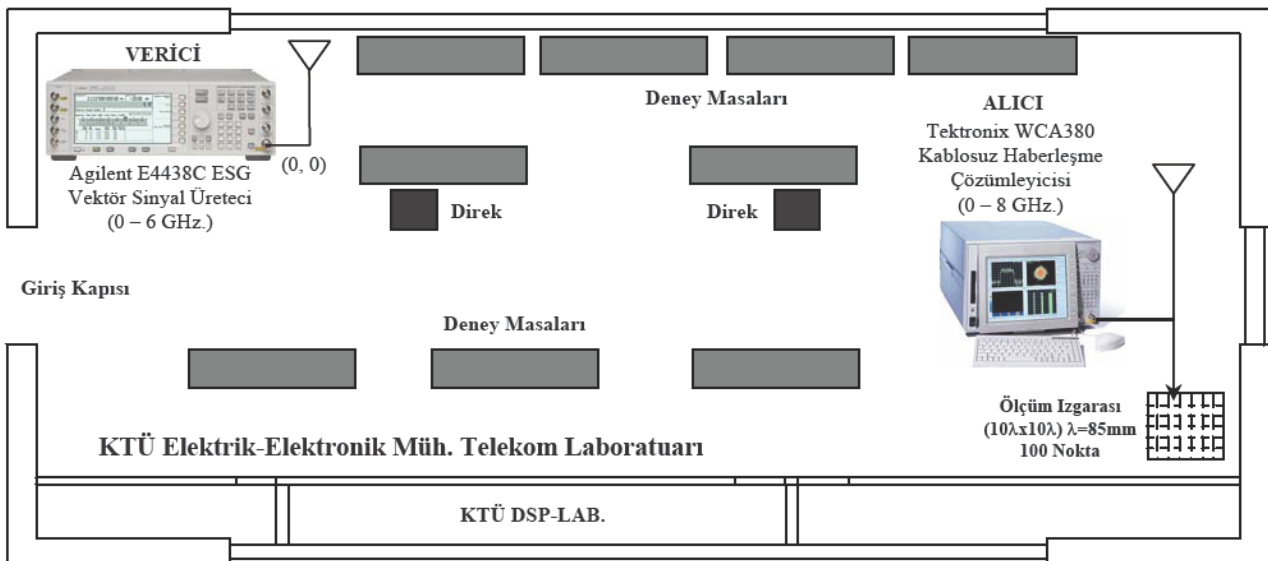
Verici tarafta, bilgisayar ortamında Microsoft Visual C ++ 6.0'da yazılan program ile uzun deneysel data dizisi hazırlanmaktadır. Data dizisi, alıcıda paket başını belirleme, kanalın profilini hesaplama ve benzeri işlemleri gerçekleştirebilmek için QPSK olarak modüle edilmiş 255 sembol uzunluğunda bir PN (Pseudo Noise) dizisiyle başlar. Ardından öğrenme için 64 sembol uzunluklu 3 CAZAC (Constant Amplitude Zero Autocorrelation Code) dizisi yerleştirilmiştir. Bu çalışmada, CAZAC dizisi alıcı tarafta alınan dataların kestirimi için kullanılmaktadır. Bu diziyi beş farklı modülasyon türüyle modüle edilmiş beş alt paket takip eder. Alt veri paketleri IEEE Standart 802.16-2004 ([1]) Şekil 178'de gösterilen yapıda olup seçilen beş farklı modülasyon türü Tablo 175'de sıralanmıştır. Alt veri paketlerinin her biri için veri olarak 2047 bit uzunluklu PN dizisinin 1912 biti alınır ve önce (255,239, GF 2⁸) Reed-Solomon kodlaması ile standarda uygun olarak kodlanır ([1] sayfa 357). Blok serpiştiriciden ([1] sayfa 258) geçirilen veri 1/2 oranındaki evrişimsel kodlamaya (convolution code, CC) tabi tutulur ([1] sayfa 358-359). Sonra, kodlayıcı çıkışında 2040 uzunluklu QPSK modüleli

sembollerden oluşan data dizisinden OFDM sembolleri oluşturularak data paketine yerleştirilir. Üretilen data vektör işaret üreticisine kaydedilir ve 20.48, 10.24, 5.12 ve 1.28 MSample/s sembol hızlarından biri ile peş peşe gönderilir. Bu çalışmada QPSK modüleli gönderilen işaret için 20.48 MSample/s sembol hızı kullanılmıştır.

Alıcı tarafta, deneysel WiMAX radyo alıcısı için kablosuz haberleşme çözümleyicisi (WCA380, 0-8 GHz., Tektronix) kullanılmaktadır. Alınan temel bant işareti iletim bant genişliğine bağlı olarak 20.48, 10.24, 5.12 ve 1.28 MSample/s örnekleme frekanslarından biri ile örneklenebilir (bu çalışmada 20.48 MSample/s frekansında örnekleme yapılmaktadır) ve 10 deneysel data dizisi boyunda dahi örnekler çözümleyicide kaydedilmektedir. Bu örneklenmiş diziler temel bant işaret işleme ve BER hesaplamaları için bilgisayara yüklenir. Paketler daha sonra sırasıyla CC hata düzelticiden, ters serpiştiriciden ve son olarak Reed-Solomon hata düzelticiden geçirilir ve BER hesabı yapılır. Senkronizasyonu, denkleştirmeyi ve dekodlamayı içeren alıcı algoritması Microsoft Visual C ++ 6.0'da yazılan program ile gerçekleştirilir.

Alıcı algoritması deneysel data dizisinin başındaki 255 bit PN dizisini kullanarak gönderilen data paketinin başını yakalamaktadır. İşaret gürültü oranının (Signal to Noise Ratio, SNR) kestiriminde kanalın gürültü gücünü hesaplamak için, 3.45 GHz.'de işaret gönderilmediği zaman (RF OFF) alıcıda demodülatörün çıkışında gürültü dizisi aynı örnekleme frekansı (20.48 MSample/s) ile örneklenebilir. Örneklenmiş gürültü dizisi, modüle edilmiş işaret gönderildiğinde alınan örneklenmiş data dizisi üzerindeki gürültüye benzerdir. Alınan datanın gücü örneklenmiş gürültü dizisinin gücüne bölünerek SNR'nin kestirimi elde edilmektedir [6, 7].

Alıcıda, ilk olarak, örneklenmiş her bir data dizisinde alınan işaret ve gürültü birim değere ayarlanarak alınan data üzerinde normalizasyon yapılmaktadır. Gönderilen datanın birim enerjiye sahip olduğu kabul edildiğinden kanal kestirimi ve denkleştirme algoritmaları gerçekleştirilirken normalizasyon işlemi en önemli adımlardan biridir. WiMAX-OFDM sistemi için TDE ve FDE kullanılmaktadır. Monte Carlo benzetim programlarına benzer olarak BER değerlerinin deneysel değerlendirilmesi için aşağıdaki bölümde açıklandığı gibi yapılan bir ortalama işlem gerekmektedir [6, 7].



Şekil: Bina içi deneysel WiMAX radyo çalışma düzenegi.

3. Deneysel BER Hesaplama İşlemi

Deneysel BER değerlendirme işlemi için, Şekil 1’de gösterildiği gibi bina içi ve bina dışı denemeler için 10x10=100 noktalı ölçüm ızgarası kullanılmaktadır. Ölçüm ızgarasında her iki nokta arası 8.5 cm’dir. Deneysel çalışma için önerilen ızgara daha önce pek çok çalışmada sunulmuştur [7, 8, 9] ve yalnızca kanal vuruş tepkesi için RMS ya da gecikme yayılımını elde etmede kullanılmıştır. Bu çeşit deneysel çalışmalar için kullanışlı üç kriter bulunmaktadır [6, 7]:

1. Ölçüm noktaları arasında SNR farklılıkları olmaması için ızgaranın vericiden yeterince uzakta olması gerekmektedir.

2. Ortalama başarımlar üzerinde büyük bir fark oluşturacak herhangi bir kanal olmaması için yeterli sayıda ölçüm noktası olmalıdır.

3. Kanal profillerinin korelasyon oluşturmaması için ölçüm noktaları bir diğerinden farklı olmalıdır ve ölçüm noktaları arasındaki SNR sınırını daha küçük tutmak için ölçüm noktalarının sayısı da sınırlanabilir.

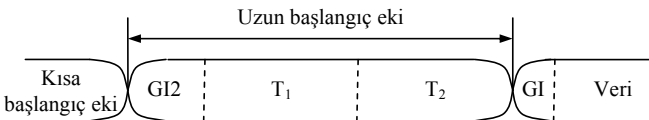
Bu yüzden ölçüm ızgarası 100 noktalı ve ölçüm noktaları arasındaki minimum mesafe 8.5 cm (yaklaşık olarak taşıyıcı dalga boyu) olarak seçildi. Ölçüm ızgarasının fiziksel yerleşimi Şekil 1’de gösterilmektedir.

4. WiMAX-OFDM Sisteminde Kullanılan Kanal Denkleştiriciler

Frekans bölgesi kanal denkleştirici, her bir alt-taşıyıcı için genlik ve fazın düzeltilmesini sağlayan birer katsayıdan oluştuğu için, oldukça basit bir yapıya sahiptir. Frekans bölgesinde kanal kestirildikten sonra, alınan işaret kestirilen kanal katsayılarına bölünerek (veya eşleniği ile çarpılarak) denkleştirme işlemi gerçekleştirilmiş olur. Oysa zaman bölgesinde alınan işaret, gönderilen işaret ile kanalın vuruş tepkesinin katlanması ve gürültünün toplamından oluşmaktadır. Dolayısıyla, denkleştirme işlemi aslında bir ters katlamayı veya kanalın tersi ile katlamayı gerektirmektedir. Bu yüzden, zaman bölgesinde kanal denkleştirme yapılabilmesi için, alıcıda kanalın veya tersinin bilinmesine gerek duyulmaktadır. Kanal denkleştirici katsayıları doğrudan kestirilebileceği gibi, kanal katsayıları kestirildikten sonra da hesaplanabilirler.

4.1. Frekans Bölgesi Kanal Kestirimi ve Frekans Bölgesi Kanal Denkleştirme

Çerçevenin başında kısa başlangıç ekinden sonra yer alan ve uzun başlangıç eki olarak adlandırılan iki adet pilot simge, kanalın frekans bölgesinde kestirilebilmesi için gerekli olanağı sağlamaktadır. Bu iki pilot simge, kanal kestiriminde kullanıldıkları için, sistemin BER başarımı üzerinde oldukça etkindirler. Bu yüzden, 32 örnekten oluşan bir çevrimsel önek yardımıyla korunmaktadır. Şekil 2’de kanal kestiriminde kullanılan ve 2 pilot simgeden oluşan uzun başlangıç eki görülmektedir.



Şekil 2: Kanal kestirimi için kullanılan uzun başlangıç eki.

Şekil 2’de verilen uzun başlangıç eki içerisindeki T₁ ve T₂ pilot simgeleri birbirleriyle özdeş ve her biri 64 örnek uzunluğundadır. Alıcıda, FFT işleminden sonra bu pilot simgelere ait alınan işaret

$$R_{T1,k} = H_k X_k + W_{1,k} \quad (1)$$

$$R_{T2,k} = H_k X_k + W_{2,k}$$

ile verilebilir. Burada, H_k kanalın k. alt-taşıyıcıya karşı gelen frekans tepkesini, X_k vericiden gönderilen frekans bölgesi pilot simge örneğini ve W_{l,k} ise toplanır beyaz Gauss gürültüsünün frekans bölgesi örneğini göstermektedir. Buradan, kanalın kestirilmiş k. alt-taşıyıcı frekans tepkesi değeri

$$\begin{aligned} \hat{H}_k &= \frac{R_{T1,k}}{X_k} \\ &= \frac{H_k X_k + W_{1,k}}{X_k} \\ &= H_k + W_{1,k} X_k^* \end{aligned} \quad (2)$$

olarak elde edilir. Burada karmaşık bölme işleminden kurtulmak amacıyla, gönderilen işaretin eşleniği ile çarpma yoluna gidilmiştir. Her iki pilot simge birbirleriyle özdeş olduklarına göre, yapılan kestirimin doğruluğunu arttırmak için bu özellikten yararlanılabilir. Benzer şekilde, 2. pilot simge yardımıyla da

$$\begin{aligned} \hat{H}_k &= \frac{R_{T2,k}}{X_k} \\ &= \frac{H_k X_k + W_{2,k}}{X_k} \\ &= H_k + W_{2,k} X_k^* \end{aligned} \quad (3)$$

olarak elde edilir. Aynı değişkene ait bu iki farklı değer kullanılarak ikisinden de daha doğru bir sonuç elde edilebilir. Bu iki değerlerin ortalamasından

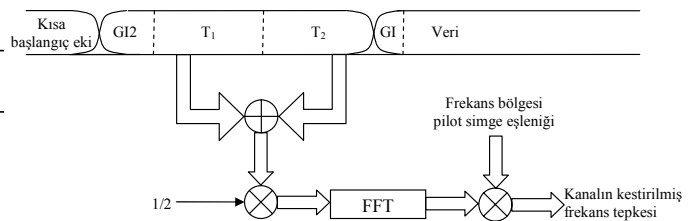
$$\hat{H}_k = H_k + \frac{1}{2}(W_{1,k} + W_{2,k})X_k^* \quad (4)$$

elde edilir. Gürültü örnekleri arasında korelasyon olmadığı kabul edilecek olursa, son denklemden, gürültünün etkisinin yarı yarıya azaltıldığı söylenebilir.

Her iki pilot simge yardımıyla elde edilen kestirim sonuçlarının ortalamasının alınması yerine, kestirim işlemi teke indirmek için, pilot simgelerin ortalaması üzerinden kestirim yapılması da aynı sonucu verecektir. Yani,

$$\begin{aligned} \hat{H}_k &= \frac{1}{2}(R_{T1} + R_{T2})X_k^* \\ &= \frac{1}{2}(H_k X_k + W_{1,k} + H_k X_k + W_{2,k})X_k^* \\ &= H_k + \frac{1}{2}(W_{1,k} + W_{2,k})X_k^* \end{aligned} \quad (5)$$

olarak elde edilir.



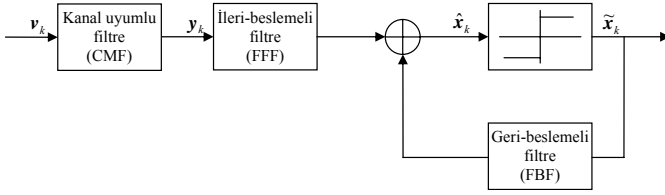
Şekil 3: Frekans bölgesi kanal kestirimcisinin blok şeması.

Burada kestirim işlemi bir kez yapıldığından, daha düşük

işlem karmaşıklığı söz konusudur. Bu yüzden tercih edilmesi gerekir. FFT işlemini bir kez yapmak için, pilot simgelerin zaman bölgesinde ortalamaları alınarak kestirim yapılabilir. Bu şekilde de aynı sonuca ulaşılabılır. Buna göre, frekans bölgesi kanal kestirimcisi Şekil 3'te verildiği gibi olacaktır. Öncelikle zaman bölgesinde iki pilot simge toplanıp ortalaması alınacak, ardından elde edilen ortalama pilot simgenin FFT'si alınarak frekans bölgesi örnekler elde edilecek ve son olarak da vericiden gönderilen frekans bölgesi pilot simge örneklerinin eşleşimi ile çarpılarak, frekans bölgesi kanal katsayılarının kestirim değerleri elde edilecektir [10, 11].

4.2. Zaman Bölgesi Kanal Kestirimi ve Zaman Bölgesi Kanal Denkleştirme

Frekans bölgesinde kanal denkleştirme zaman bölgesinde kanal denkleştirmeye göre daha kolay olduğu halde, zaman bölgesinde kanal denkleştirme ile uğraşılmasının nedeni şöyle açıklanabilir: Alıcıya farklı yollardan ulaşan bütün işaretler enerji taşımaktadırlar ve vericiden gönderilen veriye ait bilgi içermektedirler. Alıcıda işaret gürültü oranını en büyük yapmak için bütün bu işaretlerin olabildiğince değerlendirilmesi gerekmektedir. Bunu gerçekleştirecek alıcı yapısı, kanal uyumlu filtre (Channel Matched Filter, CMF) ve karar geri-beslemeli denkleştirici (Decision-Feedback Equalizer, DFE) içeren yapı olacaktır [10, 11].



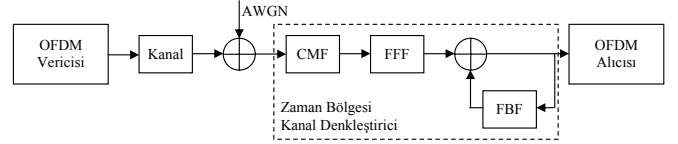
Şekil 4: CMF-DFE kanal denkleştiricinin blok şeması.

Normal karar geri-beslemeli kanal denkleştiricilerden farkı, kanaldan gelen işaretin kanal uyumlu filtreden geçirildikten sonra kanal denkleştirici girişine uygulanmasıdır. CMF-DFE'nin blok yapısı ve sistem içerisinde kullanılışı Şekil 4'te görülmektedir. Kanal denkleştirici çıkışındaki işaret,

$$\hat{x}_k = \sum_{i=-L_f}^0 c_i y_{k-i} + \sum_{i=1}^{L_b} c_i \tilde{x}_{k-i} \quad (6)$$

ile verilir. Burada, \hat{x}_k kanal denkleştirici çıkışında kestirilen simgeyi, y_k CMF çıkışındaki işareti, \tilde{x}_k karar verilen simgeyi, $L_f + 1$ ileri-besleme kısmının dal sayısını, L_b geri-besleme kısmının dal sayısını, c_i ($i = -L_f, -L_f + 1, \dots, 0$) ileri-besleme kısmının katsayılarını ve c_i ($i = 1, 2, \dots, L_b$) geri-besleme kısmının katsayılarını göstermektedir.

WiMAX-OFDM sistemler FFT tabanlı sistemler olduklarından, işaretlerin işlenmesi genellikle frekans bölgesinde yapılmaktadır. Alıcıya işaret ulaşmaya başladıktan sonra taşıyıcı frekans kaymasının kestirimi, kanal kestirimi ve kanal denkleştirme gibi işlemlerin hepsi frekans bölgesinde yapılabilmektedir. Bu çalışmada, özellikle kanaldan gelen bütün enerjiyi toplamak, alıcıda işaret gürültü oranını en büyük yapmak için zaman bölgesinde kanal denkleştirme yapılmak istenmektedir. WiMAX-OFDM sistemler için diğer eşzamanlama ve kestirim işlemlerinin de zaman bölgesinde yapılabileceği bu çalışmada gösterilmiştir.



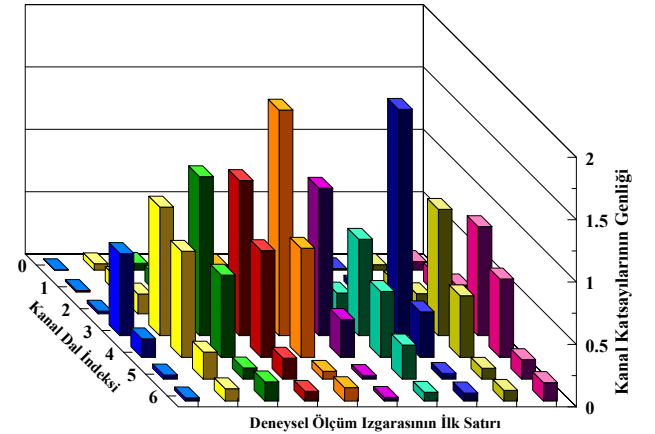
Şekil 5: Zaman bölgesi kanal denkleştirici CMF-DFE'nin WiMAX-OFDM sisteminde kullanılışı.

CMF-DFE kanal denkleştirici kullanılan WiMAX-OFDM sisteminin blok şeması Şekil 5'te verilmektedir. OFDM sisteminde simgeye karar verilmesi işlemi frekans bölgesinde yapıldığından, CMF-DFE'de karar mekanizması yer almamaktadır. Bu durumda CMF-DFE için "yumuşak (soft) karar geri-beslemeli DFE" adı kullanılabilir. Kanaldan gönderilen OFDM işareti kanal uyumlu filtreden geçirildikten sonra, kanal denkleştiricinin ileri-beslemeli kısmından geçirilir. Kanal denkleştiricinin çıkışındaki yumuşak işaret geri-besleme kısmından da geçirildikten sonra denkleştirici çıkışı ile toplanarak OFDM alıcı girişine uygulanır. OFDM alıcısında artık frekans bölgesi kanal denkleştiriciye ihtiyaç duyulmadan, FFT işleminin ardından simge için karar verilir.

5. Deneysel BER Başarım Sonuçları

Deneysel çalışmalardan elde edilen WiMAX-OFDM datarının denkleştirmek için zaman bölgesi denkleştirici (TDE) ve frekans bölgesi denkleştirici (FDE) kullanılmıştır. TDE'de 9 dalı ileri beslemeli ve 4 dalı geri beslemeli filtreden oluşan CMF-DFE kullanılmıştır. TDE'de hem teorik hem de deneysel çalışmalarda kanal katsayıları en küçük ortalama kareler (Least Mean Squares, LMS) algoritması ile kestirilmiştir. LMS algoritmasının adım büyüklüğü 0.045 alınarak benzetimler yapılmıştır.

Deneysel çalışmalarda elde edilen gerçek kanal ölçümlerine ait olan ortalama kanal vuruş tepkisi ve buna ait frekans tepkisi Şekil 6 ve 7'de sırayla verilmektedir.

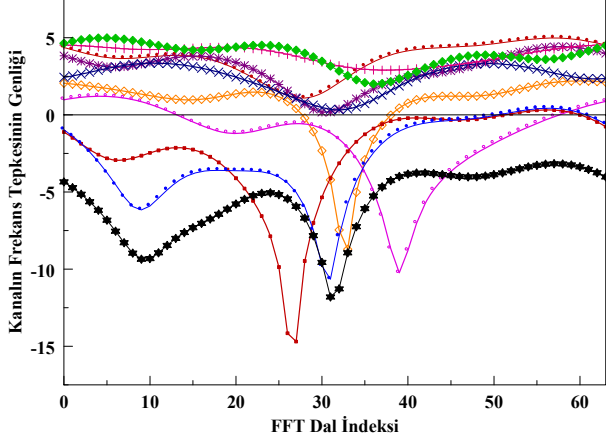


Şekil 6: Deneysel çalışmalarda ölçülen gerçek kanalın vuruş tepkisi.

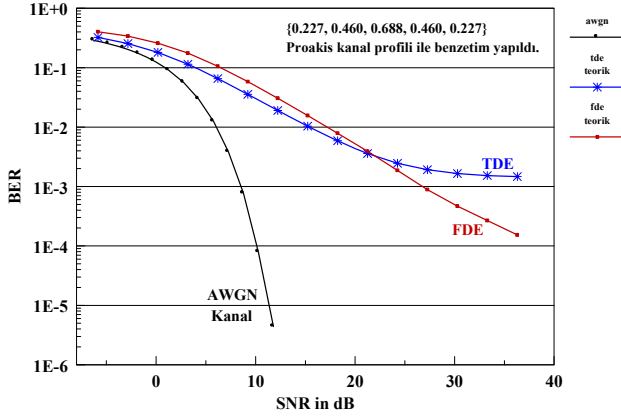
Benzetim çalışmalarında, denkleştiricilerin başarımlarını karşılaştırmak için Bit Hata Oranı (Bit Error Rate, BER) başarımları kullanılmaktadır.

Şekil 8'de 5 dalı Proakis kanal profilini [12] kullanan zaman bölgesi ve frekans bölgesi kanal denkleştirmeye ilişkin dekodlamadan önceki BER başarımları ve Şekil 9'da dekodlamadan sonraki BER başarımları 1000 Monte Carlo döngüsü ile teorik olarak elde edilmiştir. Şekil 10'da biquad ve patch antenlerle TDE ve FDE ile kanal denkleştirmeye ilişkin dekodlamadan önceki deneysel ve teorik BER başarımlarının karşılaştırılması verilmektedir. Şekil 11'de biquad ve patch

antennelerle FDE ile kanal denkleştirmeye ilişkin dekodlamadan sonraki deneysel ve teorik BER başarımlarının karşılaştırılması sunulmaktadır. Şekil 12’de biquad ve patch antenlerle TDE ile kanal denkleştirmeye ilişkin dekodlamadan sonraki deneysel ve teorik BER başarımlarının karşılaştırılması verilmektedir. Şekil 13’te teorik çalışma için TDE ve FDE ile dekodlamadan sonra elde edilen BER başarımlarının karşılaştırılması verilmektedir. Şekil 14’te ise deneysel çalışma için biquad ve patch antenleri kullanarak TDE ve FDE ile dekodlamadan sonra elde edilen BER başarımlarının karşılaştırılması değerlendirilmektedir.



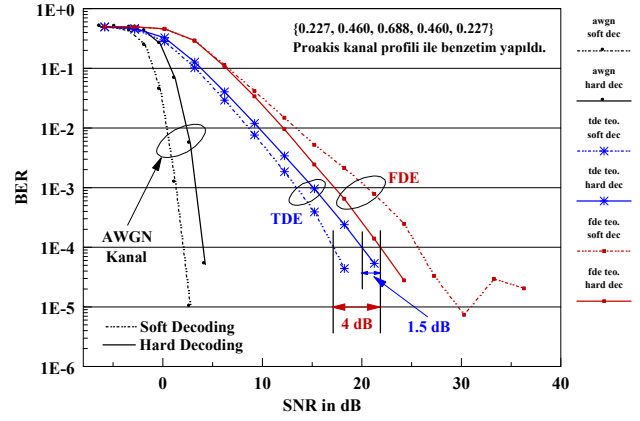
Şekil 7: Deneysel çalışmalarda ölçülen gerçek kanalın frekans tepkisi.



Şekil 8: WiMAX radyo sistemi için dekodlamadan önce TDE ve FDE ile kanal denkleştirmeye ilişkin BER başarımları.

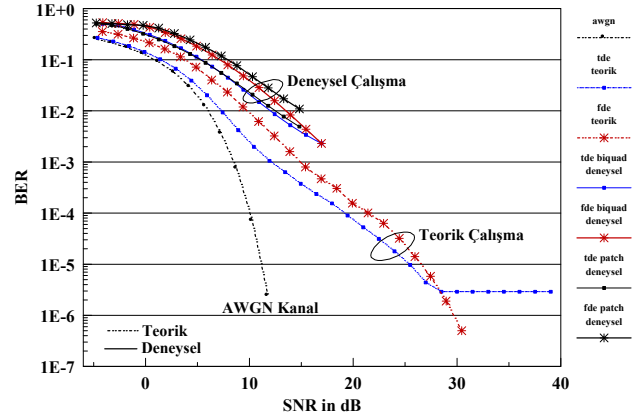
1. Şekil 8 incelendiğinde, deneysel WiMAX radyo sisteminde elde edilen TDE başarımı 25 dB’den önce yani gürültünün etkin olduğu bölgede FDE başarımını geçmekte, ancak 25 dB’den sonra 1E-3 hata tabanına yakınsamaktadır. Bununla birlikte 25 dB’den sonra yani semboller arası girişimin (Intersymbol Interference, ISI) etkin olduğu bölgede FDE ile elde edilen başarımlar TDE başarımını geçmektedir.

2. Şekil 9’daki dekodlamadan sonra elde edilen başarımlar karşılaştırıldığında, TDE başarımının FDE başarımını geçtiği görülmektedir. Bu çalışmada karşılaştırma amacıyla hard ve soft girişli dekodlayıcıların denkleştiriciler üzerindeki etkisi de incelenmektedir. Şekilden de görüldüğü gibi FDE’de hard girişli dekodlamadan daha iyi başarımlar sağladığı görülmektedir. Buna karşılık TDE’de ise soft girişli dekodlama ile hard girişli dekodlamadan daha iyi başarımlar elde edilmektedir. Başarımlar incelendiğinde, 1E-4 BER değerinde hard girişli TDE’nin hard girişli FDE’den yaklaşık 1.5 dB, soft girişli TDE’nin ise yaklaşık 4 dB daha iyi başarımlar sağladığı görülmektedir.

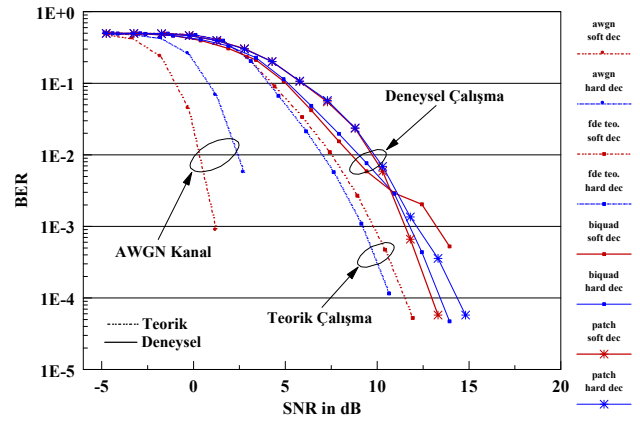


Şekil 9: WiMAX radyo sistemi için dekodlamadan sonra TDE ve FDE ile kanal denkleştirmeye ilişkin BER başarımları.

3. Şekil 10’da dekodlamadan önceki deneysel ve teorik BER başarımları incelendiğinde, teorik çalışmada daha önceki sonuçlarda da görüldüğü gibi TDE hata tabanına yakınsamakta ve FDE ise ISI’nın etkin olduğu bölgede TDE’yi geçmektedir. Deneysel çalışmalarda ise biquad ve patch antenlerle yapılan ölçümlerin değerlendirilmesi verilmektedir. Her iki antenle elde edilen sonuçlar hem FDE’de hem de TDE’de yaklaşık olarak aynı başarımları vermektedir. Alıcıda, biquad antenlerle maksimum 17 dB’lik işaret alınırken patch antenlerle maksimum 15 dB’lik işaret alınmaktadır.

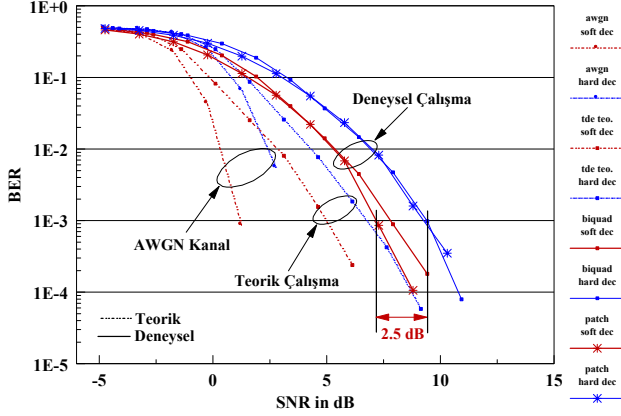


Şekil 10: WiMAX radyo sistemi için dekodlamadan önceki deneysel ve teorik BER başarımlarının karşılaştırılması.

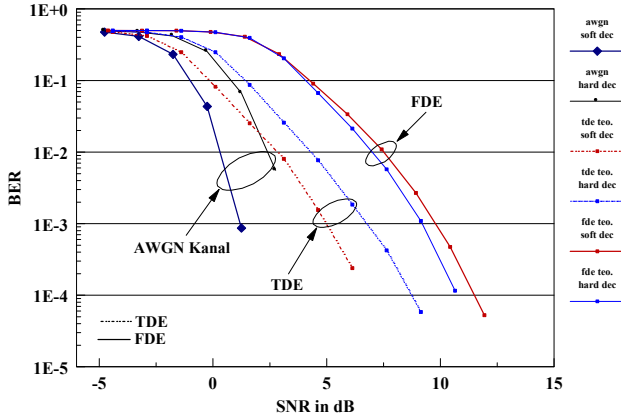


Şekil 11: WiMAX radyo sistemi için dekodlamadan sonra FDE ile kanal denkleştirmeye ilişkin deneysel ve teorik BER başarımlarının karşılaştırılması.

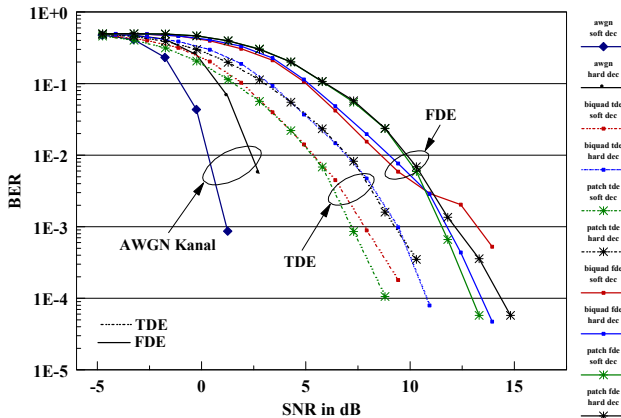
4. Şekil 11’de FDE ile dekodlamadan sonraki deneysel ve teorik BER başarımları karşılaştırıldığında, teorik başarımların deneysel başarımlardan daha iyi olduğu gözlenmektedir. Bunun nedeni teorik çalışmada her kanal döngüsü için aynı kanal profili alınarak değerlendirme yapılmaktadır. Buna karşılık deneysel çalışmada Şekil 6 ve 7’den de görüldüğü gibi her bir ölçümde kanal profili değişmektedir. Önceki sonuçlarda olduğu gibi bu karşılaştırmada da FDE’de hard girişli dekodlama ile soft girişli dekodlamadan daha iyi başarımlar elde edildiği görülmektedir.



Şekil 12: WiMAX radyo sistemi için dekodlamadan sonra TDE ile kanal denkleştirmeye ilişkin deneysel ve teorik BER başarımlarının karşılaştırılması.



Şekil 13: WiMAX radyo sistemi için dekodlamadan sonra TDE ve FDE ile kanal denkleştirmeye ilişkin teorik BER başarımlarının karşılaştırılması.



Şekil 14: WiMAX radyo sistemi için dekodlamadan sonra TDE ve FDE ile kanal denkleştirmeye ilişkin deneysel BER başarımlarının karşılaştırılması.

5. Şekil 12’de TDE ile dekodlamadan sonraki deneysel ve teorik BER başarımları karşılaştırıldığında, bir önceki sonuçlara benzer başarımlar elde edilmektedir. Aynı şekilde bu karşılaştırmada da TDE’de soft girişli dekodlama ile hard girişli dekodlamadan daha iyi başarımlar elde edildiği görülmektedir. Başarımlar eğrilerinden de görüldüğü gibi $1E-3$ BER değerinde soft girişli dekodlama ile hard girişli dekodlamadan yaklaşık 2.5 dB daha iyi başarımlar elde edilmektedir.

6. Şekil 13’te TDE ve FDE ile dekodlamadan sonraki teorik BER başarımları incelendiğinde, daha önceki sonuçlara benzer başarımlar elde edilmektedir. Buradan da TDE ile elde edilen başarımların FDE ile elde edilen başarımlardan daha iyi olduğu görülmektedir.

7. Şekil 14’te TDE ve FDE ile dekodlamadan sonraki deneysel BER başarımları incelendiğinde, önceki sonuçlarda olduğu gibi TDE ile elde edilen başarımların FDE ile elde edilen başarımlardan daha iyi olduğu gözlenmektedir.

6. Sonuç

Bu çalışmada WiMAX standardında OFDM modülasyonunu kullanarak teorik ve deneysel incelemeler yapılmıştır. Bu çalışma, belirli bir kanal profilini kullanma yerine gerçek ortamda frekans seçici Rayleigh sönümlenmeli kanalların elde edildiği ölçümlerden yararlanarak alıcıda bit hata oranı (Bit Error Rate, BER) başarımları hem deneysel hem de teorik olarak elde edilmiştir. Başarımlar karşılaştırmaları için zaman bölgesi kanal denkleştirici (Channel Matched Filter Decision Feedback Equalizer, CMF-DFE) ve frekans bölgesi kanal denkleştirici (Frequency Domain Equalizer, FDE) kullanılmıştır. Ayrıca denkleştiricilerde soft giriş ve hard giriş dekodlamalarının etkileri incelenmiştir. Yapılan çalışmada, hem soft girişli hem de hard girişli dekodlamayı kullanan zaman bölgesi kanal denkleştirici başarımlarının frekans bölgesi denkleştirici ile elde edilen başarımlardan daha iyi olduğu görülmüştür.

Elde edilen teorik ve deneysel başarımların birbirleriyle son derece uyumlu ve gayet tatmin edici olduğu gözlenmiştir.

7. Kaynakça

- [1] Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems, IEEE Standard 802.16-2004, 2004.
- [2] Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems, IEEE Standard 802.16e/D10, 2005.
- [3] Understanding WiMAX and 3G for Portable/Mobile Broadband Wireless, Technical White Paper, Intel Corporation, 2008.
- [4] IEEE Standard 802.16 for Global Broadband Wireless Access, http://ieee802.org/16/docs/03/C8021603_14.pdf
- [5] F. Öğülmüş, WiMAX Teknolojisi Fiziksel Katman Parametrelerinin Performansa Etkisinin MATLAB Kullanılarak İncelenmesi, Yüksek Lisans Tezi, Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Eylül 2008.
- [6] K. Türk, I. Kaya, Experimental BER Performance Evolution of Equalizations and Matched Filter Bounds for Single-Carrier WiMax Radio in 3.5 GHz, IEEE WCNC 08, Wireless Communications and Networking Conference, Page(s):2015 – 2020, 31 March-3April 2008, Los Angeles, USA.
- [7] A. Özen, A. Güner, O. Çakır, E. Tuğcu, B. Soysal, İ. Kaya, Tek Taşıyıcı Gerçek Zaman WiMAX Radyo İçin Kör Uyarlanırlı Denkleştirme Algoritmalarının Deneysel Başarımları, IEEE SIU 2009 17. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı, 9-11 Nisan 2009 Belek/ANTALYA.
- [8] H. Hashemi, The indoor radio propagation channel, Proceedings of the IEEE Volume 81, Issue 7, Page(s):943 – 968, July 1993.
- [9] T.S. Rappaport, S.Y. K. Seidel, Takamizawa, Statistical channel impulse response models for factory and open plan building radio communicate system design, IEEE Transactions on Communication, Volume 39, Issue 5, Page(s):794 – 807, May 1991.
- [10] B. Soysal, OFDM Tabanlı Kablosuz İletişim Sistemleri İçin Yüksek Başarımlı Alıcı Tasarımı, Doktora Tezi, Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ekim 2004.
- [11] B. Soysal, İ. Kaya, Frekans ve Zaman Bölgesi Kanal Denkleştiricili OFDM Sistemlerinin Kodlamasız ve Katlamalı Kodlanmış Başarımlarının Karşılaştırılması, Fırat Üniversitesi Fen ve Mühendislik Bilimleri Dergisi, 18 (2), 217-223, 2006.
- [12] J. G. Proakis, Digital Communications, 4th Ed. McGraw Hill, 2000.