

VİTERBİ ALGORİTMASI KULLANILARAK GMSK MODÜLASYONUNUN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Refet RAMİZ, Akül KAVAS, Yener ÜLKER

¹Yıldız Teknik Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
80750, Beşiktaş / İSTANBUL, Tel:259 70 70, Dahili: 2880, Fax:0212 259 49 67,
e-mail: kavas@yildiz.edu.tr, ramiz@yildiz.edu.tr, http://personel.cc.yildiz.edu.tr

Anahtar Sözcükler: Viterbi Algoritması, Modülasyon, GMSK, Sayısal haberleşme

ABSTRACT

In this work, we studied continuous phase modulation techniques (CPM). Spectrum analysis and estimation has been made in order to compare different modulation types. Mathematical Description of GMSK and MSK modulation techniques are made and phased equations are developed for GMSK. By using these equations Trallis diagram has shown and optimum decoding process (Viterbi Algorithm) has been developed. The differences between the GMSK (BT=0.5) and MSK phase characteristics are expressed and reinforced by MATLAB results.

1.GİRİŞ

Sayısal haberleşme teorisinde, iletim ortamının özelliklerine göre değişik modülasyon ve kodlama işlemleri kullanılmaktadır. Özellikle mobil haberleşmede, Rayleigh yayılımının bulunduğu ortamlarda bilginin işaretin fazında gönderildiği sabit genlikli faz modülasyonları tercih edilmiştir. Yayılımın maksimum düzeyde etkili olduğu mobil haberleşme ortamında bir diğer problem ise band genişliğinde yaşanmaktadır. Tahsis edilen band genişliği içerisinde arzu edilen düzeydeki bit hızlarına erişilebilmek ve kanallar arası interferansı engellemek için, güç spektrumunu tasarruflu kullanan modülasyon sistemlerine ihtiyaç vardır. Bu amaçla Avrupa GSM sisteminde GMSK modülasyon tekniği kullanılmaktadır. Sürekli faz modülasyonlarının en önemlilerinden olan GMSK modülasyon tekniği frekans darbe yanıtı olarak Gauss eğrisi kullanılması nedeniyle Gaussian Minimum Shift Keying olarak isimlendirilir.

Sürekli faz modülasyonlarında (CPM) işaretin zarfı zamanda sürekli'dir. Bu özellik onu güç yoğunluk spektrumunu ve bandgenişliği açısından diğer türlere göre çok daha verimli kılar. CPM; mobil, uydı haberleşmesi ve her türlü haberleşme sisteminde kendine yer bulmaktadır. MSK; NASA'nın ACTS (Advanced Communication Technology Satellite) sisteminde, GMSK; A.B.D. 'de hücresel sayısal paket veri sisteminde (CDPD) ve Avrupa GSM sisteminde kullanılmaktadır.

2. SÜREKLİ FAZ MODÜLASYONLARI

CPM Modüle edilmiş işaret bütün zaman eksenini boyunca tanımlanmaktadır. Dezavantajı ise daha kompleks modülator ve demodulator gerektirmesidir. Sürekli faz modülasyonlu işaret aşağıdaki şekilde ifade edilebilir.

$$s(t) = A \cos(2\pi f_c t + \phi(t, a)) \quad (1)$$

Burada $s(t)$, A genliğine, f_c taşıyıcı frekansına ve $\phi(t, a)$ fazına sahip modüle edilmiş işaretir. Gönderilen a sembol dizisinin fazı ayrık olarak şu şekilde ifade edilir:

$$\phi(t, a) = 2\pi h \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k q(t - kT) \quad (2)$$

Burada $q(t)$

$$q(t) = \int_{-\infty}^t g(\tau) d\tau \quad (3)$$

olarak tanımlanır. h modülasyon indeksi reel bir sayıdır. $g(t)$ fonksiyonu ise $q(t)$ 'nin hesaplanmasında kullanılır ve frekans darbe şekli (frequency pulse shape) olarak tanımlanmaktadır. $q(t)$ fonksiyonu (CPM) frekans spektrum özelliklerini belirleyen en önemli faktörlerden biridir. Modülasyon isimleri frekans darbe şekline göre verilir. $q(t)$ fonksiyonu $0 \leq t \leq LT$ aralığında tanımlanmış bir fonksiyondur. $L \leq 1$ olduğunda tam yanıtı darbe şekli elde edilir ve bütün darbe tek bir (T) sembol süresi içindedir. $L \geq 1$ olduğunda ise darbenin sadece belli bir bölümü (T) bit sembol aralığındadır. Bu parça yanıtı darbe şekli olarak da adlandırılır.

$g(t)$ darbe şekli, modülasyon indeksi ile sembol alfabesi M değiştirilerek, değişik (CPM) işareti elde edilebilir. Kullanılan bütün darbe fonksiyonları aşağıda verilen ifadeye göre normalize edilmiştir.

$$\int_{-\infty}^{\infty} g(t) dt = 1/2 \quad (4)$$

Normalizasyon işaretin periyodu boyunca maksimum faz değişiminin $(M-1)\pi$ olmasını sağlamaktadır. Bu darbe şekillerinden oluşturulan modülasyonların başlıcaları LREC, LRC, 3SRC, TFM, GMSK'dır.

GMSK için frekans darbe yanıtı yani $g(t)$ fonksiyonu aşağıdaki şekilde komplementer hata fonksiyonlarına bağlı olarak ifade edilebilir.

$$g(t) = \frac{1}{2T} \left[Q\left(2\pi B_b \frac{t-T/2}{\sqrt{\ln 2}}\right) - Q\left(2\pi B_b \frac{t+T/2}{\sqrt{\ln 2}}\right) \right] \quad (5)$$

Komplementer hata fonksiyonu:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du \quad (6)$$

Eşitliğiyle ifade edilir. Burada B_b , Gauss eğrisi spektrumuna sahip filtrenin band genişliğidir T bit periyodunu göstermek üzere temel band iletim sistemlerinde tanımlanan BT katsayısı (BT product) burada da tanımlanabilir.

$$B_N = B_b T \quad (7)$$

$g(t)$ NRZ işareti birim genliğe sahip Gauss alçak geçiren filtreden geçirilerek de elde edilebilir. Bu filtrenin darbe yanıtı,

$$h(t) = \sqrt{\frac{2\pi}{\ln 2}} B_b \exp\left(-\frac{2\pi^2 B_b^2}{\ln 2} t^2\right) \quad (8)$$

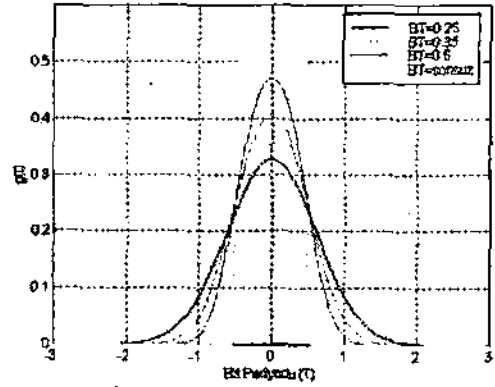
olmalıdır.

$g(t)$ fonksiyonunu sayısal işleme uygun hale getirmek için sayısal formatta şu şekilde ifade edilebilir.

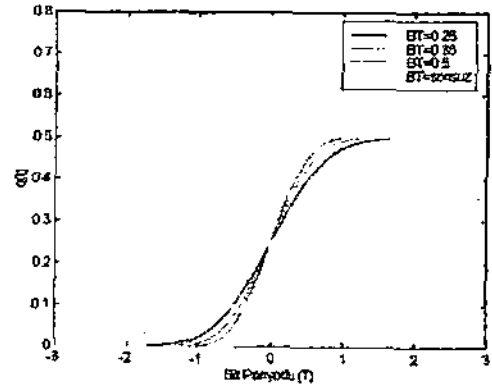
$$g_n = \frac{1}{2\eta} \left[Q\left(\frac{2\pi}{\sqrt{\ln 2}} B_N \left(\frac{n}{\eta} - \frac{1}{2}\right)\right) - Q\left(\frac{2\pi}{\sqrt{\ln 2}} B_N \left(\frac{n}{\eta} + \frac{1}{2}\right)\right) \right] \quad (9)$$

Burada n bir periyodun kaç sinyal işleme noktasından oluşacağını η ise L boyunca sayısal işleme değişkenini göstermektedir. $g(t)$ ve $q(t)$ fonksiyonunun geçişik $B_b T$ değerlerindeki darbe şekilleri verilmiştir. Darbe yanıt fonksiyonu incelendiğinde B_N değerinin sonsuza yaklaşması durumunda $L=1$ olmakta ve tam yanıtı bir modülasyon elde edilmektedir. Yapmaya çalışılan işareti L periyod üzerine dağıtarak frekans spektrumunun daha efektif hale getirmek ve ortak kanal interferansından kurtulmaktır. İşaretin zaman içinde dağıtılmasını istenerek yaratılan ISI olarak görmek mümkündür. Bu durum Viterbi Algoritmasının bir özelliği de ortaya çıkmaktadır ki, VA, ISI'nın bulunduğu bir kanalda maksimum performansa varabilmektedir.

Farklı B_N değerleri için frekans darbe yanıtı Şekil-1'de verilmiştir. Şekil-2'de $g(n)$ ifadesinden hareketle, farklı B_N değerleri için $q(t)$ fonksiyonları verilmiştir.



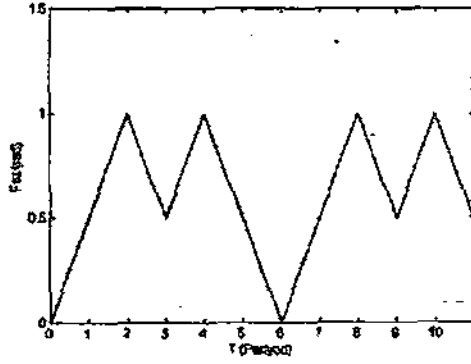
Şekil 3 GMSK modülasyonda değişik B_N değerleri için frekans darbe yanıtı



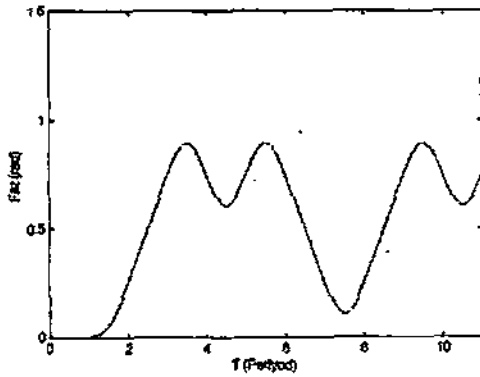
Şekil 4 GMSK için $q(t)$ fonksiyonları

MATLAB programında $h=1/2$ modülasyon indeksine sahip $B_N=0.5$ olan GMSK modülatör kodu yazılmış ve bu modülatör yardımıyla GMSK'nın faz değişim grafiği çıkartılmış ve Şekil-6'da verilmiştir.

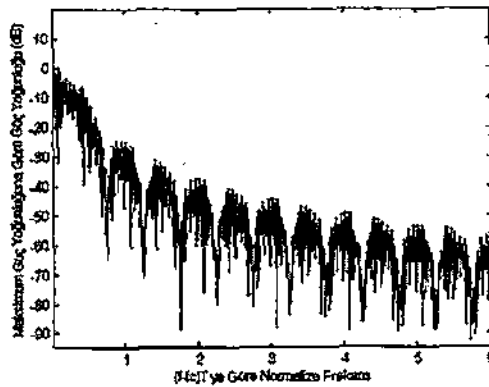
[11010011010] giriş dizisi için MSK ve GMSK faz diyagramları Şekil-5 ve Şekil-6'da görülmektedir. MSK ile GMSK arasındaki en önemli fark sembol periyodunda faz geçişlerinin sert değil yumuşak olmasıdır. İşte bu özellik GMSK'nın frekans spektrumunda daha dar bir ana lob ve daha küçük yan loblara sahip olmasını sağlar.



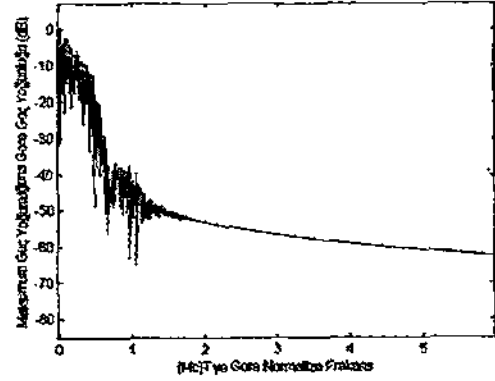
Şekil 5 MSK faz diyagramı



Şekil 6 GMSK faz diyagramı



Şekil 7 MSK işaretin güç yoğunluk spektrumu



Şekil 8 GMSK işaretin güç yoğunluk spektrumu

GMSK yan loblarının diğer modülasyonlara göre çok az olması interferansı azalttığı ve işaretin güçlü bir spektrumunda topladığı için günümüzde çokça tercih edilen bir modülasyon türüdür. Bir diğer özelliği ise özellikle MSK'nın geniş olan ana lobunun daralmasını sağlamasıdır. Çünkü MSK'nın yan loblarının QPSK gibi modülasyon türlerine göre az olmasının yanında ana lobunun geniş olması gibi bir dezavantajı vardır. Öyleki bu ana lobun genişliği CCITT'nin mobil haberleşme için koyduğu standartları ancak sınırlarda karşılayabilmektedir. MATLAB programında gerçekleştirilen MSK ve GMSK'nın modülatörlerinin çıkışları, FFT fonksiyonu yardımıyla incelenmiştir.

3.GMSK MODÜLASYONUNUN VİTERBİ ALGORİTMASIYLA ÇÖZÜMÜ

V.A'nın sürekli faz modülasyonlarını optimum çözümü için kullanılmaktadır. GMSK için modülasyon indeksini $h=1/2 L$ katsayısını 3 seçersek pM^L bağıntısından toplam 16 durum olacaktır. L katsayısını, frekans darbe yanıtına bağlı olarak BT katsayısının 0.3 den büyük olduğu durumlar için 3 seçmek uygun düşmektedir. Viterbi algoritmasının uygulanabileceği GMSK kafes diyagramı Şekil-9'da verilmiştir.

Kafes diyagramında da görülmektedirki toplam 16 durum olmasına rağmen her bit periyodunda bu 16 durumun hepsi kullanılmamaktadır. Öyleki 16 duruma karşı her sembol aralığında, $M=2$ olduğu için 32 metrik hesaplamamız gerekirken, Şekil-9'da sadece 16 metriğin hesaplanması gerektiği görülmektedir. Fakat ard arda gelen sembollerin faz koşullarının birbirinden farklı oluşu toplam durum sayısını 16 olarak belirler. Kullanılan sembol aralıklarındaki sabit ve değişken faz bağıntıları aşağıda verilmiştir.

Her sembol aralığı için (a_n) algılanan n inci biti göstermek üzere faz fonksiyonları $0-5T$ aralığında aşağıdaki şekilde tanımlanabilir:

$0 < t < T$ aralığında,

$$\phi(t, a) = \pi[a_{-2}q(t+2T) + a_{-1}q(t+T) + a_0q(t)] + \theta_0 \quad (10a)$$

$T < t < 2T$ aralığında,

$$\phi(t, a) = \pi[a_{-1}q(t+2T) + a_0q(t+T) + a_1q(t)] + \theta_1 \quad (10b)$$

$2T < t < 3T$ aralığında,

$$\phi(t, a) = \pi[a_0q(t+2T) + a_1q(t+T) + a_2q(t)] + \theta_2 \quad (10c)$$

$3T < t < 4T$ aralığında,

$$\phi(t, a) = \pi[a_1q(t+2T) + a_2q(t+T) + a_3q(t)] + \theta_3 \quad (10d)$$

$4T < t < 5T$ aralığında,

$$\phi(t, a) = \pi[a_2q(t+2T) + a_3q(t+T) + a_4q(t)] + \theta_4 \quad (10e)$$

Bu bağıntılar öncedende anlattığımız gibi değişken (t 'ye bağlı) ve sabit kısımlardan oluşmaktadır. Yukarıdaki denklemlerde değişken kısımlar açıkça gözükürken, sabit kısımlar θ terimiyle kapalı olarak tanımlanmıştır. Bu sabit faz değerlerinin açılımını, θ_n 'i ilk değer kabul ederek ifade edilecek olursa,

$$\theta_0 = \theta_n \quad (11a)$$

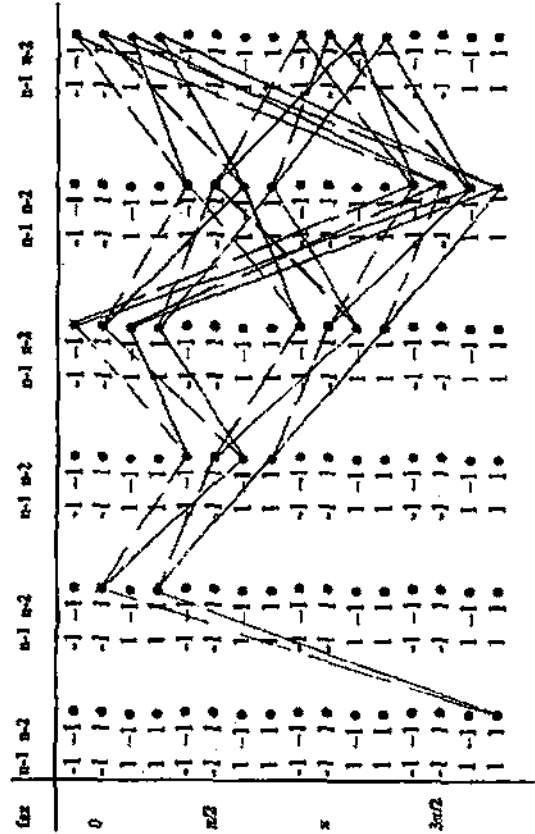
$$\theta_1 = \theta_n + \frac{\pi}{2} a_{-2} \quad (11b)$$

$$\theta_2 = \theta_n + \frac{\pi}{2} (a_{-2} + a_{-1}) \quad (11c)$$

$$\theta_3 = \theta_n + \frac{\pi}{2} (a_{-2} + a_{-1} + a_0) \quad (11d)$$

$$\theta_4 = \theta_n + \frac{\pi}{2} (a_{-2} + a_{-1} + a_0 + a_1) \quad (11e)$$

Yukarıdaki sabit faz terimlerinden, (a_n) 'in her olasılığı için sabit faz değeri bulunursa, tek bir ifadenin ancak iki ayrı faz değerine sahip olacağı görülür. Bu durum, kafes diyagramının aynı metrik içinde 4 değil ancak iki duruma girmesine neden olmaktadır.



Şekil 9 GMSK kafes diyagramı

4.SONUÇ

GMSK modülasyon tekniği mobil sistemlerde frekans spektrumunun dar olması sonucu interferansa dayanıklı bir sistem elde edilmesini sağlar. Faz değişiminin hızı, kullanılan gauss filtresinin BT katsayısı değiştirilerek ayarlanabilir. Sürekli faz modülasyonlarının genel bir özelliği olarak, 1 bitin iletimi tek bir T bit periyodu boyunca değil LT periyodu boyunca devam etmekte ve bu süre sonunda faz değişimine etkisi işaret iletimi boyunca sabittir. Bu nedenle n 'inci bit iletildiğinde faz değişiminin içinde önceki tüm bitlerin faz bilgisi bulunur. Sürekli faz modülasyonları bu özelliklerinden dolayı hafızalı modülasyon olarak da bilinir. Sürekli faz modülasyonlarında kullanılan filtresin özelliklerine dayanarak sistemin karakteristiklerine en uygun spektruma sahip olacak frekans darbe şekli tasarlanabilir. Spektrum yapısındaki kazanç daha kompleks demodülatörlere, dolayısıyla da demodülasyonda kullanılan algoritmanın daha kompleks hale gelmesine neden olmaktadır.

KAYNAKLAR

- [1] Xiong, Fuqin, 'Digital Modulation Techniques', Boston: Artech House. c2000

- [2] Sklar, Bernard, 'Digital Communications', Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, c1988
- [3] Steele, Raymond, 'Mobile Radio Communications', London, Pentech Press, c1992.
- [4] Peebles, Peyton Z., 'Digital communication systems', Englewood Cliffs, N.J., Prentice-Hall, c1987
- [5] Cooper, George R, 'Modern Communications and Spread Spectrum', New York, McGraw-Hill, c1986
- [6] Proakis, John G, 'Digital Communications', New York, McGraw-Hill, c1989
- [7] Proakis, John G, 'Digital Signal Processing', New York, Macmillan, c1992
- [8] Cooper, George R. ve McGillem, Clare D.-Çeviren: Yücel, Metin 'İşaret ve Sistem Analizinde Olasılık Yöntemleri' Yıldız Teknik Üniversitesi Yayınları, c1988.

Bölümünden bölüm 2. si olarak mezun oldu Yine Ocak 1996'da bölüm 1. si ve Fen Bilimleri Enstitüsü 2. si olarak Haberleşme Yüksek Mühendisi Ünvanını aldı. Mayıs 2000'de doktor mühendis ünvanını alarak Y.T.Ü. Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektronik ve Haberleşme Müh. Böl., Elektromagnetik Alanlar ve Mikrodalga Tekniği Anabilim Dalında Yard.Doç. olarak öğretim üyeliği görevine başladı. Refet RAMİZ, aynı zamanda European Circuit Society (ECS), IEEE Microwave Theory and Techniques Society, IEEE Antennas and Propagation Society ve IEEE Electromagnetic Compatibility Society bilimsel kuruluşlarına üyedir. (<http://personel.cc.yildiz.edu.tr>)

Aktif KAVAS, 1978'de İ.T.Ü. Haberleşme Müh. Bölümünden mezun olduktan sonra 1982-1984 yılları arasında İ.T.Ü. Nükleer Enerji Enstitüsüne devam etti ve bu bölümden yüksek mühendis ünvanını aldı. Daha sonraları Yıldız Teknik Üniversitesinde doktora eğitimine başladı. 1991 yılında doktora ünvanını aldıktan sonra Y.T.Ü. Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektronik ve Haberleşme Müh. Bölümüne bağlı Elektromagnetik Alanlar ve Mikrodalga Tekniği Anabilim Dalında Yardımcı Doçent olarak öğretim üyeliği görevine başladı. Halen aynı anabilim dalında öğretim üyeliği görevini devam ettirmektedir.



Yener ÜLKER, 1978'de İstanbul'da doğdu. 1983'de Beşiktaş İlköğretim Okulunda eğitim hayatına başladı. 1988 yılında Kadıköy Anadolu lisesine girdi, ortaokul ve lise öğrenimini burada tamamladı. 1996'da Yıldız Teknik Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği bölümünde lisans öğrenimine başladı ve 2000 yılında Elektronik ve Haberleşme Mühendisi derecesini aldı



Refet RAMİZ, 17 Temmuz 1971'de Lefkoşa / K.K.T.C. 'de doğdu. İlk, Orta ve Lise eğitimini Kıbrıs'ta tamamladı. Temmuz 1993'de Yıldız Teknik Üniversitesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği

