

PAPER DETAILS

TITLE: 4-SEVIYELI TAM CEVAPLI SEFKA SINYALLERININ ILINTI TABANLI DEMODÜLASYONU

AUTHORS: Tuncay ERTAS

PAGES: 1-13

ORIGINAL PDF URL: <https://dergipark.org.tr/tr/download/article-file/590972>



4-SEVİYELİ TAM CEVAPLI SEFKA SİNYALLERİNİN İLİNTİ TABANLI DEMODÜLASYONU

(*CORRELATION TYPE DEMODULATION OF 4-LEVEL FULL-RESPONSE CPFSK SIGNALS*)

Tuncay ERTAŞ*

ÖZET/ABSTRACT

4-seviyeli tam cevaplı SEFKA sinyallerinin 8-boyutlu bir sinyal uzayında vektörel temsili Gram-Schmidt dikleştirme yöntemi ile elde edilerek, buna ilişkin ilinti tabanlı demodülatör yapısı oluşturulmuştur. Elde edilen vektörel temsil sonuçları, 4-seviyeli SEFKA'nın çeşitli şartlar altında performansının değerlendirilmesine olanak sağlayacak yazılım benzetimlerinde doğrudan kullanılabileceğinden ayrıca önemlidir.

An 8-D signal space vector representation for 4-level full-response CPFSK signals is derived by using Gram-Schmidt orthogonalisation procedure, and the corresponding correlation type demodulator for the modulation has been constructed. The presented vector representation results are also important in that they can be directly used for the software simulation of 4-level CPFSK, which enables making performance assessments of the modulation under various conditions.

ANAHTAR KELİMELER/KEYWORDS

SEFKA, Demodülasyon, İlintisel alıcı, Sinyal uzayı
CPFSK, Demodulation, Correlation receiver, Signal space

1. GİRİŞ

Verimli kuvvetlendiricilerin kullanılmasının zorunluluğu ve doğal olarak sınırlı olan radyo spektrumunun insanların ihtiyaçlarına paralel olarak gittikçe artan bir trafik ile kalabalıklaşması, kullanılan modülasyonun sabit zarflı ve spektrum yönünden verimli olmasını arzu edilen bir durum haline getirmiştir. Bunlara ek olarak, uydu haberleşmesi ve günümüzde yaygın olan mobil haberleşme de düşünüldüğünde, kullanılan modülasyonun aynı zamanda güç yönünden de verimli olması ayrıca arzu edilen bir durum veya zorunluluk haline gelmiştir. Bu özelliklere sahip bir modülasyon türü ise Sürekli Evreli Frekans Kaydırmalı Anahtarlama'dır (SEFKA) (Anderson vd., 1986).

Bilindiği gibi sayısal haberleşme sistemlerinde, çapraz ilintiye dayalı demodülasyon yöntemi önemli bir yer tutmaktadır (Haykin, 1994). Bu yöntemde sinyaller sinyal uzayında birer vektör olarak temsil edildiklerinden, demodülasyon alıcıda vektör bileşenlerinin elde edilmesiyle gerçekleştirilir. Sinyallerin vektörel temsilleri modülasyon sistemlerinin hata başarımının benzetim analizinde sıkça kullanılmakla beraber, özellikle tam cevaplı SEFKA sinyalleri için zamanda örnekleme yöntemine göre daha cazip görülmektedir (Anderson vd., 1986). Ancak, SEFKA sinyalleri için vektörel temsilin elde edilmesi, geleneksel evre kaydırmalı anahtarlama (EKA) sinyallerininkinde olduğu kadar kolay değildir. Bununla beraber, literatürde 2-seviyeli tam cevaplı SEFKA sinyalleri için 4-boyutlu bir vektörel temsil Gram-Schmidt dikleştirme yöntemi kullanılarak elde edilmiş ve bu temsil binary SEFKA sinyallerinin çeşitli uygulamalarında kullanılmıştır (Taylor vd., 1979; Bhargava vd., 1981; Anderson, 1981; Xiong vd., 1996; Xiong vd., 1997).

Bu makalede, 4-seviyeli tam cevaplı SEFKA sinyallerinin çapraz ilintiye dayalı demodülasyonu için gerekli vektörel temsil Gram-Schmidt yöntemi kullanılarak elde edilmiş ve buna ilişkin demodulatör/alıcı yapısı verilmiştir.

2. SİSTEM TANIMLARI

Sürekli evreli modülasyonlar n inci sembol aralığında

$$s(t, \alpha_n) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos(2\pi f_c t + \phi(t, \alpha_n) + \phi_0), \quad nT_s \leq t \leq (n+1)T_s \quad (1)$$

olarak ifade edilirler. Burada E_s gönderilen sembol enerjisi, T_s sembol aralığı, f_c taşıyıcı frekansı, h modülasyon indeksi ve α_n gönderilen M -seviyeli modülasyon sembolüdür, ki bu makalede x_n giriş sembolüne karşılık $\alpha_n = 2x_n - M + 1$ değerini almaktadır. Dolayısı ile, $x_n \in \{0, 1, 2, \dots, (M-1)\}$ olduğundan $\alpha_n \in \{\pm 1, \pm 3, \dots, \pm (M-1)\}$ 'dir. Eşitlik 1'de ϕ_0 sıfır olarak kabul edilebilecek keyfi bir evre ve $\phi(t, \alpha_n)$ ise α_n sembolüne karşılık olarak gönderilen sinyalin zaman ile değişerek bilgiyi taşıyan evresidir ve

$$\phi(t, \alpha_n) = 2\pi h \int_{-\infty}^t \sum_{i=-\infty}^n \alpha_i g(\tau - iT_s) d\tau, \quad nT_s \leq t \leq (n+1)T_s \quad (2)$$

şeklinde ifade edilir. Burada $g(t)$ frekans darbesidir ve sürekli evreli modülasyonlar adlarını

$g(t)$ nin şekline ve uzunluğuna göre alırlar. Bu makalede $g(t)$, $0 \leq t \leq T_s$ aralığında integrali 0.5 olan dörtgensel bir şekle sahip ve diğer zamanlarda sıfır değer aldığından, kullanılan modülasyonun adı tam cevaplı SEFKA dır. Bu durumda, Eşitlik 1 ve 2 birleştirildiğinde gönderilen sinyal

$$s(t, \alpha_n) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos\left(2\pi f_c t + \frac{\alpha_n \pi h t}{T_s} + \phi_n\right), \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (3)$$

olarak ifade edilebilir. Burada, ϕ_n ninci sembol aralığının başlangıcındaki birikmiş evredir. Bu makalede $f_c \gg 1/T_s$ ve n nin bir tam sayı olduğu $f_c = n/T_s$ varsayılacaktır.

3. REFERANS BAZ FONKSİYONLARININ ELDE EDİLMESİ

Sayısal haberleşme sistemlerinde vericiler, sonlu sayıda (M) bir dizi sinyalin bir kümesi olarak tanımlanırlar ve bu kümeyi oluşturan sinyaller ise sinyal uzayında N bileşenli bir vektör olarak temsil edilebilirler (Haykin, 1994). Yani, vericiyi tanımlayan sinyallerin kümesini S ile temsil edersek, $S = \{s_i\}$, $i = 1, \dots, M$ ve $s_i = [A_{i1}, A_{i2}, \dots, A_{iN}]$ dir. Burada M , vericiyi tanımlayan sinyallerin sayısı olup, bu makalede değeri $M=4$ dür.

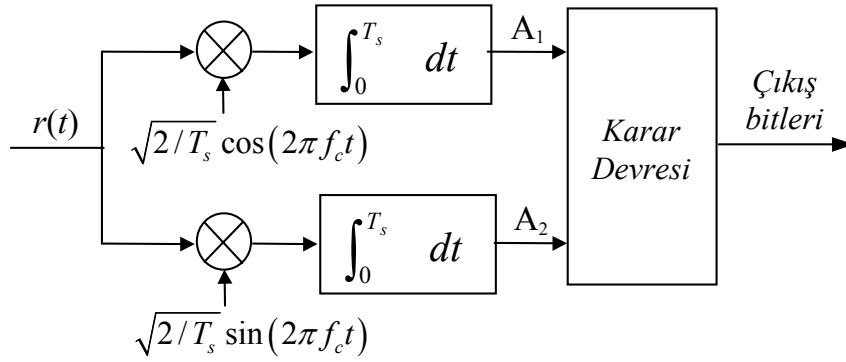
Bilindiği gibi EKA, SEFKA ya göre göreceli olarak daha basit bir modülasyon türü olup

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos(2\pi f_c t + \theta) \quad (4)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Eşitlik 4'te verilen bu sinyal açılarak

$$s(t) = \sqrt{2E_s/T_s} \cos(2\pi f_c t) \cos \theta - \sqrt{2E_s/T_s} \sin(2\pi f_c t) \sin \theta \quad (5)$$

şeklinde yazılırsa, herhangi bir sembolü temsilen θ evresi ile gönderilen bir EKA sinyalini temsil etmek için gerekli vektörün boyutunun 2 olduğu, her bir boyuta ilişkin ortonormal baz fonksiyonlarının ise $\phi_1(t) = \sqrt{2/T_s} \cos(2\pi f_c t)$ ve $\phi_2(t) = \sqrt{2/T_s} \sin(2\pi f_c t)$ olduğu kolayca görülmektedir. Böylece, bir EKA sinyali $A = [\cos \theta, -\sin \theta] \sqrt{E_s}$ vektörü ile kolayca temsil edilebilip, şekil 1 de gösterildiği gibi çapraz ilinti tabanlı olarak demodüle edilebilmektedir (Haykin, 1994). Görüldüğü gibi, ilinti tabanlı demodülasyon için ortonormal bir baz fonksiyonu takımına ihtiyaç vardır. Ancak, ortonormal baz fonksiyonu takımının 4-seviyeli SEFKA (4-SEFKA) sinyalleri için elde edilmesi, EKA sinyallerininki kadar kolay değildir. Aşağıda, 4-SEFKA sinyalleri için ortonormal bir baz fonksiyonu takımının nasıl elde edileceği anlatılacaktır.



Şekil 1. EKA sinyalleri için demodülatör/alıcı

Eşitlik 3'te temsil edilen $s(t)$

$$s(t, \alpha_n) = \sqrt{2E_s/T_s} \{ \cos(\phi_n) \cos[2\pi(f_c + \alpha_n h / 2T_s)t] - \sin(\phi_n) \sin[2\pi(f_c + \alpha_n h / 2T_s)t] \} \quad (6)$$

şeklinde yazılır ve 4-SEFKA için

$$s_1(t) = \sqrt{2/T_s} \cos[2\pi(f_c + h / 2T_s)t] \quad (7)$$

$$s_2(t) = \sqrt{2/T_s} \sin[2\pi(f_c + h / 2T_s)t] \quad (8)$$

$$s_3(t) = \sqrt{2/T_s} \cos[2\pi(f_c - h / 2T_s)t] \quad (9)$$

$$s_4(t) = \sqrt{2/T_s} \sin[2\pi(f_c - h / 2T_s)t] \quad (10)$$

$$s_5(t) = \sqrt{2/T_s} \cos[2\pi(f_c + 3h / 2T_s)t] \quad (11)$$

$$s_6(t) = \sqrt{2/T_s} \sin[2\pi(f_c + 3h / 2T_s)t] \quad (12)$$

$$s_7(t) = \sqrt{2/T_s} \cos[2\pi(f_c - 3h / 2T_s)t] \quad (13)$$

$$s_8(t) = \sqrt{2/T_s} \sin[2\pi(f_c - 3h / 2T_s)t] \quad (14)$$

olarak düzenlenirse, herhangi bir modülasyon sembolü $\alpha_n \in \{\pm 1, \pm 3\}$ için Eşitlik 3'teki sinyal $s(t, \alpha_n)$

$$s(t) = \left[\sum_{i=1}^4 \lambda_i s_{2i-1}(t) \cos(\phi_n) - \lambda_i s_{2i}(t) \sin(\phi_n) \right] \sqrt{E_s} \quad (15)$$

olarak ifade edilebilir. Burada

$$\lambda_1 = (\alpha_n + 3)(\alpha_n + 1)(\alpha_n - 3)/(-16),$$

$$\lambda_2 = (\alpha_n + 3)(\alpha_n - 1)(\alpha_n - 3)/16,$$

$$\lambda_3 = (\alpha_n + 3)(\alpha_n + 1)(\alpha - 1)/48,$$

$$\lambda_4 = (\alpha_n + 1)(\alpha_n - 1)(\alpha_n - 3)/(-48)$$

dir. Eşitlik 7~15'den görüldüğü gibi, bir sembol aralığında 4 değişik frekanstan birinin bulunması söz konusudur. Dolayısı ile, herhangi bir sembolü sinyal uzayında temsil edebilecek vektörün boyutu 8 olacaktır. Ancak, Eşitlik 7~14'de görülen sinyallerin, $s_i(t)$, $i=1, \dots, 8$, bazıları kendi aralarında ortonormal olmalarına rağmen tamamı ortonormal bir takım oluşturmamaktadır. Şimdi yapılması gereken, bu sinyalleri ortonormal olmayan bir baz takımı olarak alıp, bunları demodülasyon için gerekli olan ortonormal bir baz takımına çevirmektir. Bunu gerçekleştirmek için, yani ortogonal olmayan Eşitlik 7~14'deki sinyal takımı $s_i(t)$ 'yi ortogonal referans baz takımı $\Psi_i(t)$, $i=1, \dots, 8$, e dönüştürmek için, Gram-Schmidt dikleştirme yöntemi aşağıda açıklandığı şekilde kullanılacaktır. Bu makalede, Gram-Schmidt yöntemi sekiz adet bağımsız sinyalden oluşan ve ortonormal olmayan Eşitlik 7~14'deki sinyal takımını $s_i(t)$, $i=1, \dots, 8$, ortonormal olan bir sinyal takımı $\Psi_i(t)$, $i=1, \dots, 8$ 'e

$$\Psi_i(t) = \frac{s_i(t) - \sum_{j=1}^{i-1} s_{ij} \Psi_j(t)}{\sqrt{\int_0^{T_s} \left[s_i(t) - \sum_{j=1}^{i-1} s_{ij} \Psi_j(t) \right]^2 dt}}, \quad i=1, \dots, 8 \quad (16)$$

şeklinde dönüştürür, ki burada $s_{ij} = \int_0^{T_s} s_i(t) \Psi_j(t) dt$ dir.

Eşitlik 7~14'deki sinyal takımının ilk iki sinyali birbirlerine zaten ortonormal olduklarından, yeni baz takımının ilk iki baz fonksiyonu $\Psi_1(t)$ ve $\Psi_2(t)$

$$\Psi_1(t) = s_1(t) \quad (17)$$

$$\Psi_2(t) = s_2(t) \quad (18)$$

olarak seçilebilirler. Şimdi geriye kalan, Eşitlik 16'yı $i=3, \dots, 8$ için uygulamak olacaktır. Eşitlik 16, $i=3$ için yazıldığında üçüncü referans baz fonksiyonu $\Psi_3(t)$

$$\Psi_3(t) = \frac{s_3(t) - c_{31} \Psi_1(t) - c_{32} \Psi_2(t)}{\sqrt{1 - c_{31}^2 - c_{32}^2}}$$

olarak elde edilecektir. Bu denklemde

$$c_{31} = \int_0^{T_s} s_3(t) \Psi_1(t) dt = \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s} \cos\left(2\pi f_c t - \frac{\pi h t}{T_s}\right) \cos\left(2\pi f_c t + \frac{\pi h t}{T_s}\right) dt \cong \frac{\sin(2\pi h)}{2\pi h}$$

$$c_{32} = \int_0^{T_s} s_3(t) \Psi_2(t) dt = \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s} \cos\left(2\pi f_c t - \frac{\pi h t}{T_s}\right) \sin\left(2\pi f_c t + \frac{\pi h t}{T_s}\right) dt \cong \frac{1 - \cos(2\pi h)}{2\pi h}$$

olarak elde edilir ve ifadelerin kısaltılması için $C_1 = \sin(2\pi h)/2\pi h$, $C_2 = [1 - \cos(2\pi h)]/2\pi h$,

$\sqrt{1 - c_{31}^2 - c_{32}^2} = \sqrt{1 - C_1^2 - C_2^2}$ ve $D_1 = 1 - C_1^2 - C_2^2$ olarak yazılırsa, $\Psi_3(t)$ kısaca

$$\Psi_3(t) = (s_3(t) - C_1 \Psi_1(t) - C_2 \Psi_2(t)) / \sqrt{D_1} \quad (19)$$

şeklinde elde edilir. Dördüncü ortonormal baz fonksiyonu, Eşitlik 16'da $i=4$ için yazılırsa

$$\Psi_4(t) = \frac{s_4(t) - c_{41} \Psi_1(t) - c_{42} \Psi_2(t) - c_{43} \Psi_3(t)}{\sqrt{1 - c_{41}^2 - c_{42}^2 - c_{43}^2}}$$

olarak bulunur. Aynı şekilde, $\Psi_4(t)$ için gerekli katsayılar da

$$c_{41} = \int_0^{T_s} s_4(t) \Psi_1(t) dt = \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s} \sin\left(2\pi f_c t - \frac{\pi h t}{T_s}\right) \cos\left(2\pi f_c t + \frac{\pi h t}{T_s}\right) dt \cong -\frac{1 - \cos(2\pi h)}{2\pi h}$$

$$c_{42} = \int_0^{T_s} s_4(t) \Psi_2(t) dt = \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s} \sin\left(2\pi f_c t - \frac{\pi h t}{T_s}\right) \sin\left(2\pi f_c t + \frac{\pi h t}{T_s}\right) dt \cong \frac{\sin(2\pi h)}{2\pi h}$$

$$c_{43} = \int_0^{T_s} s_4(t) \Psi_3(t) dt$$

$$= \left\{ \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s} \sin\left(2\pi f_c t - \frac{\pi h t}{T_s}\right) \cos\left(2\pi f_c t - \frac{\pi h t}{T_s}\right) dt + C_1 C_2 - C_1 C_2 \right\} / \sqrt{D_1} = 0$$

olarak elde edilir ve $\sqrt{1 - c_{41}^2 - c_{42}^2 - c_{43}^2} = \sqrt{1 - C_1^2 - C_2^2} = \sqrt{D_1}$ olarak kısaltılırsa, $\Psi_4(t)$

$$\Psi_4(t) = (s_4(t) + C_2 \Psi_1(t) - C_1 \Psi_2(t)) / \sqrt{D_1} \quad (20)$$

olarak belirlenmiş olur. Aynı basamaklar $i=5$ için uygulanırsa, beşinci baz fonksiyonu $\Psi_5(t)$

$$\Psi_5(t) = \frac{s_5(t) - c_{51} \Psi_1(t) - c_{52} \Psi_2(t) - c_{53} \Psi_3(t) - c_{54} \Psi_4(t)}{\sqrt{1 - c_{51}^2 - c_{52}^2 - c_{53}^2 - c_{54}^2}}$$

olarak bulunur. Gerekli katsayılar

$$c_{51} = \int_0^{T_s} s_5(t) \Psi_1(t) dt \cong C_1$$

$$c_{52} = \int_0^{T_s} s_5(t) \Psi_2(t) dt \cong -C_2$$

$$c_{53} = \int_0^{T_s} s_5(t) \Psi_3(t) dt \cong \left\{ \frac{\sin(4\pi h)}{4\pi h} - C_1^2 + C_2^2 \right\} / \sqrt{D_1}$$

$$c_{54} = \int_0^{T_s} s_5(t) \Psi_4(t) dt \cong \left\{ -\frac{1 - \cos(4\pi h)}{4\pi h} + 2C_1 C_2 \right\} / \sqrt{D_1}$$

olarak elde edilip, $C_3 = \sin(4\pi h)/4\pi h$, $C_4 = [1 - \cos(4\pi h)]/4\pi h$,

$$K_1 = (C_3 + C_2^2 - C_1^2) / \sqrt{D_1},$$

$$K_2 = (2C_1 C_2 - C_4) / \sqrt{D_1}, \sqrt{1 - c_{51}^2 - c_{52}^2 - c_{53}^2 - c_{54}^2} = \sqrt{1 - C_1^2 - C_2^2 - K_1^2 - K_2^2}$$

$D_2 = D_1 - K_1^2 - K_2^2$ şeklinde düzenlenirse, beşinci ortonormal baz fonksiyonu $\Psi_5(t)$

$$\Psi_5(t) = (s_5(t) - C_1 \Psi_1(t) + C_2 \Psi_2(t) - K_1 \Psi_3(t) - K_2 \Psi_4(t)) / \sqrt{D_2} \quad (21)$$

olarak elde edilir. Eşitlik 16'da $i=6$ için benzer yol izlenirse, altıncı baz fonksiyonu $\Psi_6(t)$

$$\Psi_6(t) = \frac{s_6(t) - c_{61} \Psi_1(t) - c_{62} \Psi_2(t) - c_{63} \Psi_3(t) - c_{64} \Psi_4(t) - c_{65} \Psi_5(t)}{\sqrt{1 - c_{61}^2 - c_{62}^2 - c_{63}^2 - c_{64}^2 - c_{65}^2}}$$

olarak yazılır. Buradan ilgili katsayılar

$$c_{61} = \int_0^{T_s} s_6(t) \Psi_1(t) dt \cong C_2$$

$$c_{62} = \int_0^{T_s} s_6(t) \Psi_2(t) dt \cong C_1$$

$$c_{63} = \int_0^{T_s} s_6(t) \Psi_3(t) dt \cong \{C_4 - 2C_1 C_2\} / \sqrt{D_1}$$

$$c_{64} = \int_0^{T_s} s_6(t) \Psi_4(t) dt \cong \{C_3 + C_2^2 - C_1^2\} / \sqrt{D_1}$$

$$c_{65} = \int_0^{T_s} s_6(t) \Psi_5(t) dt = 0$$

$$\text{ve } \sqrt{1 - c_{61}^2 - c_{62}^2 - c_{63}^2 - c_{64}^2} = \sqrt{1 - C_3^2 - C_4^2 - K_1^2 - K_2^2} = \sqrt{D_2}$$

olarak elde edilirse, $\Psi_6(t)$

$$\Psi_6(t) = (s_6(t) - C_2\Psi_1(t) - C_1\Psi_2(t) + K_2\Psi_3(t) - K_1\Psi_4(t)) / \sqrt{D_2} \quad (22)$$

olarak bulunur. Yedinci baz fonksiyonu $\Psi_7(t)$, $i=7$ için Eşitlik 16'dan

$$\Psi_7(t) = \frac{s_7(t) - c_{71}\Psi_1(t) - c_{72}\Psi_2(t) - c_{73}\Psi_3(t) - c_{74}\Psi_4(t) - c_{75}\Psi_5(t) - c_{76}\Psi_6(t)}{\sqrt{1 - c_{71}^2 - c_{72}^2 - c_{73}^2 - c_{74}^2 - c_{75}^2 - c_{76}^2}}$$

olarak yazılır, ilgili katsayılar

$$c_{71} = \int_0^{T_s} s_7(t)\Psi_1(t) dt \cong C_3$$

$$c_{72} = \int_0^{T_s} s_7(t)\Psi_2(t) dt \cong C_4$$

$$c_{73} = \int_0^{T_s} s_7(t)\Psi_3(t) dt \cong \{C_1 - C_1C_3 - C_2C_4\} / \sqrt{D_1}$$

$$c_{74} = \int_0^{T_s} s_7(t)\Psi_4(t) dt \cong \{C_2 + C_2C_3 - C_1C_4\} / \sqrt{D_1}$$

$$c_{75} = \int_0^{T_s} s_7(t)\Psi_5(t) dt \cong \left\{ \frac{\sin(6\pi h)}{6\pi h} - C_1C_3 + C_2C_4 - K_1K_3 - K_2K_4 \right\} / \sqrt{D_2}$$

$$c_{76} = \int_0^{T_s} s_7(t)\Psi_6(t) dt \cong \left\{ \frac{1 - \cos(6\pi h)}{6\pi h} - C_2C_3 - C_1C_4 + K_2K_3 - K_1K_4 \right\} / \sqrt{D_2}$$

olarak bulunur ve aşağıdaki kısaltmalar

$$C_5 = \sin(6\pi h) / 6\pi h, \quad C_6 = [1 - \cos(6\pi h)] / 6\pi h$$

$$K_3 = (C_1 - C_1C_3 - C_2C_4) / \sqrt{D_1}, \quad K_4 = (C_2 + C_2C_3 - C_1C_4) / \sqrt{D_1},$$

$$K_5 = (C_5 - C_1C_3 + C_2C_4 - K_1K_3 - K_2K_4) / \sqrt{D_2},$$

$$K_6 = (C_6 - C_2C_3 - C_1C_4 + K_2K_3 - K_1K_4) / \sqrt{D_2},$$

$$D_3 = 1 - C_3^2 - C_4^2 - K_3^2 - K_4^2 - K_5^2 - K_6^2 \text{ şeklinde yapılırsa, 7. baz fonksiyonu } \Psi_7(t) \text{ de}$$

$$\Psi_7(t) = (s_7(t) - C_3\Psi_1(t) - C_4\Psi_2(t) - K_3\Psi_3(t) - K_4\Psi_4(t) - K_5\Psi_5 - K_6\Psi_6) / \sqrt{D_3} \quad (23)$$

olarak elde edilir. Son olarak, $i=8$ için Eşitlik 16'dan sekizinci baz fonksiyonu $\Psi_8(t)$

$$\Psi_8(t) = \frac{s_8(t) - c_{81}\Psi_1(t) - c_{82}\Psi_2(t) - c_{83}\Psi_3(t) - c_{84}\Psi_4(t) - c_{85}\Psi_5(t) - c_{86}\Psi_6(t) - c_{87}\Psi_7(t)}{\sqrt{1 - c_{81}^2 - c_{82}^2 - c_{83}^2 - c_{84}^2 - c_{85}^2 - c_{86}^2 - c_{87}^2}}$$

olarak bulunur. Aynı şekilde, gerekli katsayılar

$$c_{81} = \int_0^{T_s} s_8(t)\Psi_1(t) dt \cong -C_4$$

$$c_{82} = \int_0^{T_s} s_8(t)\Psi_2(t) dt \cong C_3$$

$$c_{83} = \int_0^{T_s} s_8(t)\Psi_3(t) dt \cong -K_4$$

$$c_{84} = \int_0^{T_s} s_8(t)\Psi_4(t) dt \cong K_3$$

$$c_{85} = \int_0^{T_s} s_8(t)\Psi_5(t) dt \cong -K_6$$

$$c_{86} = \int_0^{T_s} s_8(t)\Psi_6(t) dt \cong K_5$$

$$c_{87} = \int_0^{T_s} s_8(t)\Psi_7(t) dt = 0$$

olarak bulunup $\sqrt{1 - c_{81}^2 - c_{82}^2 - c_{83}^2 - c_{84}^2 - c_{85}^2 - c_{86}^2 - c_{87}^2} = \sqrt{D_3}$ yazılırsa, son referans

baz fonksiyonu $\Psi_8(t)$ de

$$\Psi_8(t) = (s_8(t) + C_4\Psi_1(t) - C_3\Psi_2(t) + K_4\Psi_3(t) - K_3\Psi_4(t) + K_6\Psi_5 - K_5\Psi_6) / \sqrt{D_3} \quad (24)$$

olarak elde edilir.

4. DEMODÜLASYON

Yeni referans ortonormal baz fonksiyonları elde edildiğine göre, Eşitlik 17~24'den $s_i(t)$, $i = 1, \dots, 8$, çekilip Eşitlik 15'de sırasıyla yerine yazılırsa, $s(t)$ sinyali

$$s(t) = \left[\sum_{i=1}^8 A_i \Psi_i(t) \right] \sqrt{E_s} \quad (25)$$

şeklinde ortonormal referans baz fonksiyonlarının, $\Psi_i(t)$, $i = 1, \dots, 8$, doğrusal bir derlemesi olarak yazılabilir, ki bu da bize bir sinyal aralığında 4-SEFKA ile üretilebilecek herhangi bir $s(t)$ sinyalinin A_i , $i = 1, \dots, 8$, bileşenlerinden oluşan $A = [A_1, A_2, \dots, A_8]$ $\sqrt{E_s}$ vektörü ile temsil edilebileceğini gösterir. Burada, Eşitlik 25'deki A_i katsayıları

$$A_1 = [\lambda_1 + (\lambda_2 + \lambda_3)C_1 + \lambda_4 C_3] \cos(\phi_n) + [(\lambda_2 - \lambda_3)C_2 + \lambda_4 C_4] \sin(\phi_n) \quad (26)$$

$$A_2 = [(\lambda_2 - \lambda_3)C_2 + \lambda_4 C_4] \cos(\phi_n) - [\lambda_1 + (\lambda_2 + \lambda_3)C_1 + \lambda_4 C_3] \sin(\phi_n) \quad (27)$$

$$A_3 = [\lambda_2 \sqrt{D_1} + \lambda_3 K_1 + \lambda_4 K_3] \cos(\phi_n) + [\lambda_3 K_2 + \lambda_4 K_4] \sin(\phi_n) \quad (28)$$

$$A_4 = [\lambda_3 K_2 + \lambda_4 K_4] \cos(\phi_n) - [\lambda_2 \sqrt{D_1} + \lambda_3 K_1 + \lambda_4 K_3] \sin(\phi_n) \quad (29)$$

$$A_5 = [\lambda_3 \sqrt{D_2} + \lambda_4 K_5] \cos(\phi_n) + \lambda_4 K_6 \sin(\phi_n) \quad (30)$$

$$A_6 = \lambda_4 K_6 \cos(\phi_n) - [\lambda_3 \sqrt{D_2} + \lambda_4 K_5] \sin(\phi_n) \quad (31)$$

$$A_7 = \lambda_4 \sqrt{D_3} \cos(\phi_n) \quad (32)$$

$$A_8 = -\lambda_4 \sqrt{D_3} \sin(\phi_n) \quad (33)$$

olarak bulunurlar. Eşitlik 26~33 kullanıldığında, herhangi bir A vektörü için, beklenildiği gibi $\sum_{i=1}^8 A_i^2 = 1$ olduğu ve dolayısı ile Eşitlik 25'de 4-SEFKA sinyalinin gönderilen her sembol için enerjisinin sabit ve E_s olduğu kolayca görülebilir. Şimdi, şekil 1 deki yöntemle, Eşitlik 7~14 ve Eşitlik 17~24 kullanılarak 4-SEFKA sinyalleri Şekil 2'de gösterildiği gibi demodüle edilebilirler.

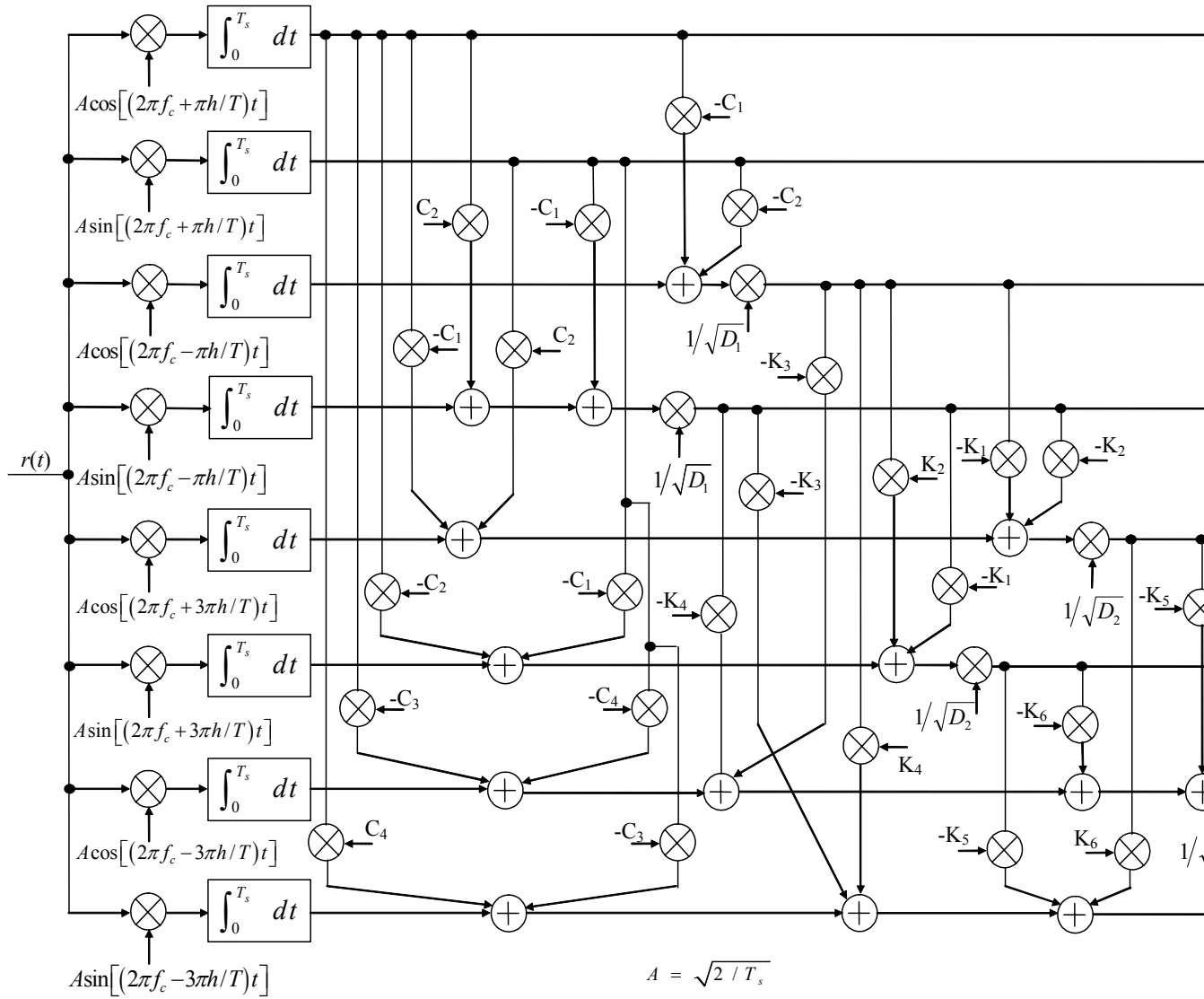
Esasında, semboller tanımlayan vektör bileşenleri A_i , $i = 1, \dots, 8$, üzerinde sembol bazında karar verilerek gönderilen bitler elde edilebilirler. Ancak, bu durumda kendisi zaten bir kodlama işlemi gibi de görülebilecek olan SEFKA sinyallerinin sağladığı güç kazancı kaybedilecektir. Bu yüzden, Şekil 2'de görüldüğü gibi elde edilen vektör bileşenlerinden gönderilen bitlerin, Viterbi işlemcisi kullanılarak elde edilmesi SEFKA'nın sağladığı güç kazancından yararlanabilmek için daha uygun olacaktır. Tabi ki, elde edilecek güç verimliliği kullanılan modülasyon indeksine bağlı olarak Viterbi işlemcisinin gönderilen sembollere karar vermek için kullandığı gözlem süresinin uzunluğuna bağlı olacaktır.

5. SONUÇLAR

Bu makalede, 4-SEFKA sinyallerinin ilinti tabanlı demodülasyonu için gerekli ortonormal baz fonksiyonları ile gönderilecek sembollerini temsil eden vektör bileşenlerinin genel ifadeleri elde edilerek, ilgili sinyaller için ilinti tabanlı demodülatör yapısı oluşturulmuştur. Elde edilen vektörel temsil, aynı zamanda 4-SEFKA kullanan çeşitli haberleşme uygulamalarının yazılım benzetimi ile analizinde de doğrudan kullanılabileceği için ayrıca önemlidir.

KAYNAKLAR

- Anderson J. B., Aulin T., Sundberg C.-E. (1986): “Digital Phase Modulation”, New York, Plenum Press.
- Anderson J. B. (1981): “Simulated Error Performance of Multi- h Phase Codes”, IEEE Trans., IT-27, pp. 357-362.
- Bhargava V.R., Haccoun D., Matyas R., Nussli P.P. (1981): “Digital Communications by Satellite”, New York, John Wiley & Sons.
- Haykin S. (1994): “Communication Systems”, New York, John Wiley & Sons.
- Taylor D.P., Chan H.C. (1979): “A Simulation Study of Some Bandwidth-efficient Modulation Techniques”, Canada, MacMaster University, CRL Rep. No. 68.
- Xiong F., Shivananda V. (1996): “Performance of 1REC-MHPM in the Presence of Adjacent Channel Interference”, IEEE Trans., COM-44, pp. 1635-1639.
- Xiong F., Bhatmuley S. (1997): “Performance of MHPM in Rician and Rayleigh Fading Mobile Channels”, IEEE Trans., COM-45, pp. 279-283



Şekil 2. 4-SEFKA sinyalleri için çapraz ilinti tabanlı demodülatör/

