

BÖLÜM 5

HAT KODLARI VE SAYISAL HABERLEŞME TEKNİKLERİ

Bölümün Amacı

Öğrenci,

Uzak mesafeli iletişimde sayısal haberleşme tekniklerini kavrayabilecektir.

Öğrenme Hedefleri

Öğrenci,

1. Sayısal haberleşme kodları olan RZ, NRZ, AMI, Miller hat kodlarını ve birbirinden farklı özelliklerini kavrar.
2. ASK, PSK, FSK sinyallerinin nasıl elde edildiğini açıklar.
3. M. ARY sistem kavramını açıklar, QPSK, QAM modülasyon tekniklerini açıklar.
4. Hat tekrarlayıcılarının kullanım amacını açıklar, çalışmasını anlatır.
5. Sayısal Haberleşme alanında Dünya standartlarını, Avrupa standartlarını ve TSE standartlarını kavrar.

5.1 Sayısal Kodlama

Genel olarak saf ikilik bit akışları ile yapılan kodlama aşağıdaki nedenlerden ötürü pek uygun değildir.

1. Hattaki işaretlerin büyük bir DC bileşeninin olması.
2. Bu nedenle hat işaretlerinin tekrarlayıcılar için gönderilmesi gerekecek DC güçten trafo köprüleri ile ayırmak mümkün olmayacaktır.
3. İşaret güç spektrumu alçak frekanslarda büyük bir bileşen içerecek ve bu da aynı kablo üzerindeki ses devrelerinde karışmaya neden olabilir.
4. Tekrarlayıcılar bit akışından bir saat işareti elde etmek zorundadır. Frekansın değiştiği ve özellikle ardarda gelmiş pek çok sıfırın bulunduğu durumda bunu elde etmek çok zor olacaktır.

Bu nedenlerden dolayı sayısal iletimde sinyaller iletilirken yukarıda bahsedilen unsurların ortadan kaldırılması için sayısal kodlama teknikleri kullanılır.

Sayısal işaret, ikilik bir verinin voltaj değişimleri kullanılarak kodlanmasıdır. Verinin iletimi sırasında kodlama tekniğine göre iki ya da üç farklı voltaj düzeyi kullanılabilir: Pozitif yüksek voltaj düzeyi, negatif düşük voltaj düzeyi ve sıfır voltaj düzeyi. Kodlama sistemleri bu üç düzeyi bir arada kullanabilecekleri gibi bunlardan bir çiftini de kullanabilir. Hem yüksek hem de düşük voltaj düzeyinin bir arada kullanıldığı kodlama teknikleri ile oluşan işaretler, pozitif ve negatif değerler arasında gidip gelirler. Bu işaretlere iki kutuplu işaretler (bipolar) adı verilir. Yalnızca yüksek (ya da düşük) ve sıfır voltaj düzeyleri kullanarak yapılan kodlama sonucu oluşan işaretler ise tek bir düzeyde gidip gelir ve tek kutuplu (unipolar) işaretler olarak adlandırılır. İşaretlerin adlandırılmasını belirleyen bir diğer değişken ise kodlamanın sıfır düzeyini kullanıp kullanmamasıdır. Kodlamada sıfır düzeyi kullanılmıyorsa oluşan işaretler, hiçbir zaman sıfır noktasına sürekli değillerdir ve “**sıfıra dönmeyen (NRZ) işaretler**” olarak adlandırılırlar. Kodlamada sıfır düzeyi kullanılıyor ise oluşan işaret “**sıfıra dönen (RZ) işaret**” olarak adlandırılır.

Kullanılacak voltaj düzeylerini ve bir bitin 1 yada 0 olmasını belirleyen kurallar, kodlama tekniği tarafından belirlenir.

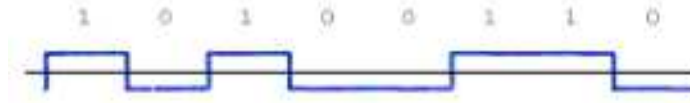
Günümüzde sıklıkla kullanılan kodlama teknikleri şunlardır:

1. Sıfıra Dönüşsüz (Non-Return to Zero – NRZ) Kodlama.

2. Sıfıra Dönüflü (Return to Zero – RZ) Kodlama.
3. İki Kutuplu (Bipolar – HDB3) Kodlama.
4. İki fazlı (BiPhase – Manchester) Kodlama.
5. Diferansiyel Manchester Kodlaması.
6. 4B/5B Kodlama
7. Çok Seviyeli Eşik – 3 (Multi-Level Threshold – MLT-3) Kodlama

5.1.1 Sıfıra Dönüflsüz (Non-Return to Zero – NRZ) Kodlama

Sıfıra dönüflsüz kodlama tekniğinde her bir bit belli bir düzeydeki işaret ile gösterilir. Örneğin ikilik 1 yüksek voltaj düzeyi ile, 0 ise düşük voltaj düzeyi ile gösterilir. İkili veri artarda gönderilirken sürekli olarak düşük ve yüksek voltaj düzeyleri arasında geçiş olur, hiçbir zaman sıfır voltaj düzeyi kullanılmaz. Bir bitin gönderim aralığı boyunca voltaj düzeyi sabittir. Şekil 5.1’de, sıfıra dönüflsüz kodlama tekniği kullanılarak aktarılan biti bir veri gösterilmektedir.



Şekil 5.1 : Sıfıra Dönüflsüz (NRZ) Kodlama

Sıfıra dönüflsüz kodlama tekniği, hem eşzamanlı (senkron) hem de eşzamansız (asenkron) iletimde kullanılır. Genellikle düşük hızlı aktarımlar için uygundur. Kolay uygulanabilen bu tekniğin dezavantajı artarda aynı tür biti veri gönderildiğinde (sürekli ikilik 0 yada 1) voltaj düzeyinde hiçbir değişiklik olmamasıdır. Örneğin bir Ethernet yerel ağında binlerce ikilik 1 ardı ardına gönderilebilir. Bu durumda alıcı ve vericinin senkronizasyonu arasındaki en küçük bir kayma bile, gelen işarete bakılarak düzeltilemez.

5.1.2 Sıfıra Dönüflü (Return to Zero – RZ) Kodlama

Sıfıra dönen kodlama tekniğinde ikilik 1, voltaj düzeyinin yükselmesi ve daha sonra sıfıra geri dönmesiyle, 0 ise herhangi bir değişikliğin olmaması ile gösterilir. İkilik 1’in gösteriminde bit başlangıcında voltaj düzeyi artar, bitin gönderim aralığının yarısına kadar yüksek düzeyde kalır, tam yarısında 0 düzeyine düşer ve 0 düzeyinde kalır. Şekil 5.1’de verilen bit dizisinin sıfıra dönen kodlama tekniği kullanılarak kodlanmış hali Şekil 5.2’de gösterilmektedir.

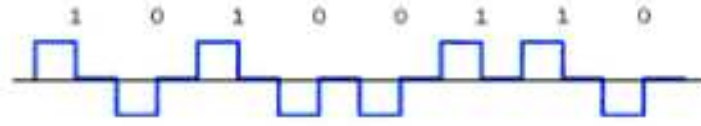


Şekil 5.2 : Sıfıra Dönümlü (RZ) Kodlama

Sıfıra dönen kodlama tekniği, sıfıra dönmeyen kodlama tekniği ile karşılaştırıldığında önemli bir kazanım sağlamaz. Sıfıra dönmeyen kodlama tekniğinin aynı türden uzun bit dizilerinin gönderimi konusundaki dezavantajı, sıfıra dönen kodlama tekniğinde de vardır.

5.1.3 İki kutuplu (Bipolar – HDB3) Kodlama

İki kutuplu kodlama tekniği, her bir bitin yüksek yada düşük voltaj düzeyinden 0 düzeyine dönmesi ile kodlanır. İkilik 1, bitin başlangıcında voltaj düzeyinin yükselmesi, bit gönderim genişliğinin tam ortasına gelindiğinde ise tekrar sıfıra düşerek bitin sonuna kadar 0 düzeyinde kalması ile kodlanır. 0 ise aynı şekilde bitin gönderilmeye başlanması ile voltaj düzeyinin düşmesi, bit genişliğinin tam ortasında ise tekrar sıfıra yükselmesi ile kodlanır. Bu kodlama tekniği, Şekil 5.3'te gösterilmiştir. Her bir bitin kodlanmasında sıfır düzeyine gelinmesi, oluşan işaretin dönüş genişliğinin yarıya düşmesine neden olur.



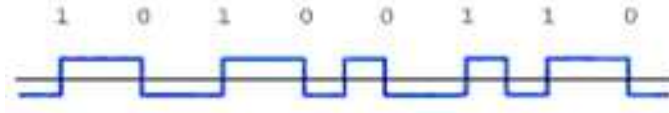
Şekil 5.3 : İki Kutuplu (Bipolar) Kodlama

İki kutuplu kodlamada her bir bitin tam ortasında sıfıra geri dönüş vardır. Bu sıfıra dönüş, senkron iletimde saat bilgisini taşımak için kullanılır.

5.1.4 İki Fazlı (Biphase – Manchester) Kodlama

Evre (phase) kodlaması olarak da bilenen Manchester kodlamasında bitler iki ayrı voltaj düzeyi arasında bir geçiş oluşturularak kodlanır. Bu nedenle sıfır düzeyine gerek yoktur, pozitif ve negatif genlik düzeyi yeterlidir. Manchester kodlamasında ikilik 1 gönderimi, düşük voltaj düzeyinden başlar ve bit gönderim genişliğinin tam ortasında voltaj düzeyi yükselir. Tam orta noktada yukarı doğru olan bu yükselme (0 → 1) gönderilen verinin 1 olduğunu belirtir. Bitin ikinci kısmında voltaj düzeyi yüksek kalır. Aynı şekilde 0 kodlanırken voltaj düzeyi yüksekten başlar, bitin tam ortasında aşağı doğru düşer (1 → 0) ve ikinci yarıda da düşük düzeyde devam eder. 1

ve 0 arasındaki geçişlerde voltaj düzeyi bir sonra gelen bite göre değişir. Örneğin biti 0 gönderildikten sonra gelen biti 1 ise düşük olan voltaj düzeyi 1'in başlangıç noktasını oluşturur, ancak gelen yine 0 ise (1→0) geçişinin sağlanabilmesi için voltaj düzeyinin yüksekten başlaması gerekir, dolayısıyla iki bit arasında bir geçiş olur. Şekil 5.4'te, Manchester kodlaması ile kodlanmış bir veri örneği gösterilmektedir.



Şekil 5.4 :Manchester Kodlama

Manchester kodlamasında da biti kodlamada olduğu gibi bitin tam ortasında bir geçiş vardır. Ancak bu geçiş 0 düzeyine değil, yüksek düzeyden düşüğe ya da tam tersinedir. Dolayısıyla Manchester kodlamasında eşzamanlı iletimde saat bilgisini taşımak için kullanılır.

5.1.5 Diferansiyel Manchester Kodlaması

Ayrımsal Manchester kodlamasında, Manchester kodlamasında olduğu gibi her bir bitin ortasında yüksekten düşüğe ya da tam tersi yönde bir voltaj değişimi vardır. Ancak gönderilen verinin biti 1 ya da 0 olduğunu belirleyen, bu değişimin pozitiften negatife ya da negatiften pozitive olması değildir, bitin sonunda bir değişim olup olmaması, bir sonraki bitin ne olduğunu gösterir. Ancak bir sonra gelen bit biti 0 ise gönderilen bitin sonunda voltaj düzeyi değişir, yoksa aynı kalır. Ayrımsal Manchester kodlamasının bir örneği Şekil 5.5'de gösterilmektedir. Her bir bitin ortasında dönüşüm olduğuna ama ancak bir sonra gelen bit 0 ise sonunda bir dönüşüm gerçekleştiğine dikkat ediniz. Dolayısıyla biti 1 kodlandığında, bulunduğu konuma göre tam ortasında 0 → 1 yada 1 → 0 dönüşümünü gerçekleştirebilir, ancak bu verinin ne olduğunu belirlemez.

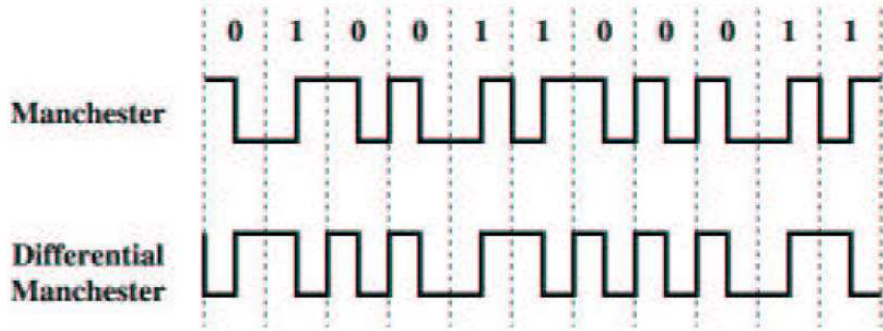


Şekil 5.5 :Diferansiyel Manchester Kodlama

Ayrımsal Manchester kodlamasında bir veri dizisinin kodlanmış hali, işaretin düşük düzeyden yada yüksek düzeyden

başlamasına göre değişir. Örneğin ilk bit 0 ise ve işaret düşük düzeyde ise, bitin başında bir dönüşüm gerekeceğinden yüksek düzeye çıkar. Ancak aynı veri için hattaki işaret yüksek düzeyde ise yine bir dönüşüm gerekeceğinden düşük düzeyden başlar. Oluşan bu iki form basitçe birbirinin tersidir.

Ayrımsal Manchester kodlamasında her bitin ortasında mutlaka bir dönüşüm olması, eşzamanlı iletimdeki saat bilgisinin kodlanması için kullanılır.



Şekil 5.6 : Manchester ve Diferansiyel Manchester Kodlama

5.2 Sayısal Modülasyon

Sayısal radyo sistemini klasik AM, FM ya da PM radyo sisteminden ayıran özellik, sayısal radyo sisteminde modüle edici ve demodüle edilmiş sinyallerin, analog dalga biçimleri değil, sayısal darbeler olmalarıdır. Klasik sistemlerde olduğu gibi sayısal radyo da analog taşıyıcılar kullanılır. Temel olarak, sayısal radyo sistemlerinde kullanılan sayısal modülasyon teknikleri aşağıdaki gibidir.

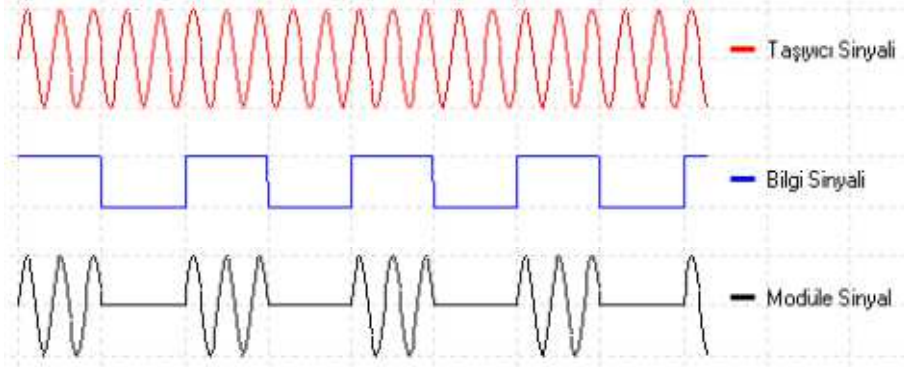
- Genlik kaydırmalı anahtarlama (ASK)
- Frekans kaydırmalı anahtarlama (FSK)
- Faz kaydırmalı anahtarlama (PSK)
- Çok seviyeli teknikler (QAM, M-PSK)

Bunlar içerisinde ise uygulamada yaygın olarak kullanılan üç sayısal modülasyon tekniği vardır: frekans kaydırmalı anahtarlama (FSK), faz kaydırmalı anahtarlama (PSK) ve dik-açı (kuadratur) genlik modülasyonu (QAM).

5.2.1 Genlik Kaydırmalı Anahtarlama (ASK)

İkilik mantıkla kodlanmış, Sıfır (0) ve Bir (1)'lerden oluşmuş bir bilgi sinyalinin sinüzoidal bir taşıyıcının genliğine bindirilmesi

teknikidir. Klasik Genlik Modülasyonuna benzer. Tek fark bilginin sayısal (dijital) bir sinyal olmasıdır. Özellikle PCM kodlanmış temel bant sinyallerin iletilmesinde kullanılır.

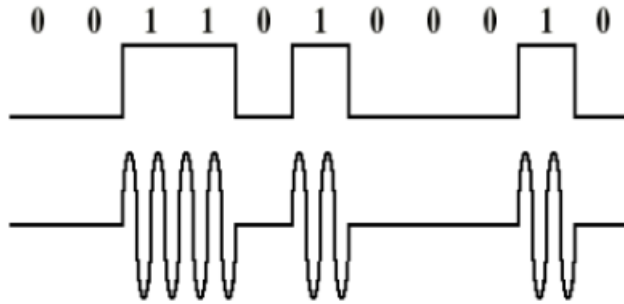


Şekil 5.7 Genlik Kaydırmalı Anahtarlama (Amplitude Shift Keying – ASK)

İkili değerlerden (binary digit) birisi taşıyıcı sinyalin (carrier signal) varlığı ile ifade edilir, diğer binary digit ise taşıyıcı sinyalin (carrier signal) yokluğu ile ifade edilir

$$s(t) = \begin{cases} A\cos(2\pi f_c t) & \text{binary 1} \\ 0 & \text{binary 0} \end{cases}$$

Taşıyıcı(carrier) sinyal $\rightarrow A\cos(2\pi f_c t)$



Şekil 5.8 Genlik Kaydırmalı Anahtarlama – ASK

ASK modülasyonun özelliklerini incelediğimizde ise aşağıdaki sonuçlara ulaşabiliriz.

- Bu modülasyon türü sinyaller arası istenmeyen girişimden (interference) fazlasıyla etkilenir
- Hatalar oluşur
- Kolay ama verimsiz bir modülasyon tekniğidir

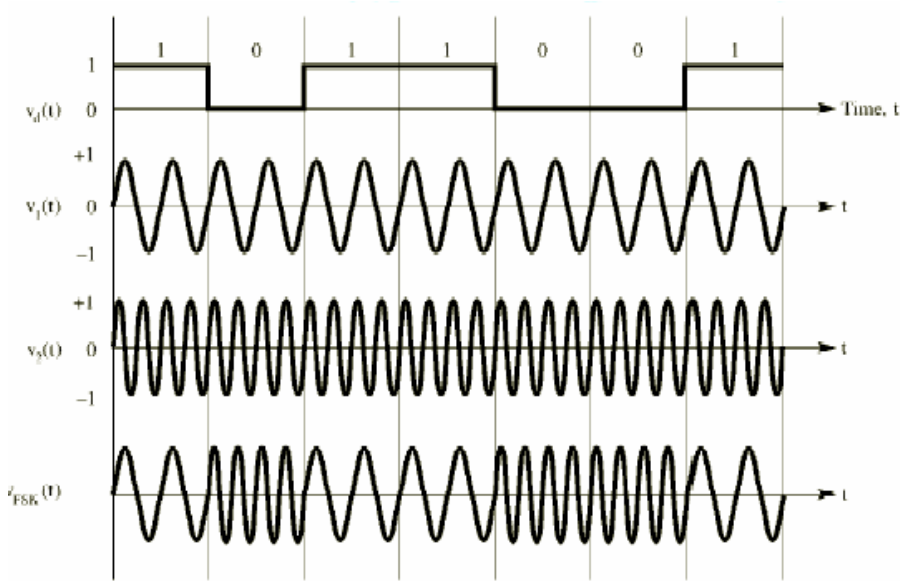
- Ses hatlarında (voice-grade line), 1200 bps data rate'e kadar kullanılır.
- Sayısal veriyi optik fiber üzerinde iletmek için kullanılabilir

5.2.2 Frekans Kaydırmalı Anahtarlama (FSK)

Frekans kaydırmalı anahtarlama (FSK), nispeten basit, düşük performanslı bir sayısal modülasyon biçimidir. FSK, klasik frekans modülasyonuna benzer sabit-zarflı bir açı modülasyonu biçimidir; aradaki fark, modüle edici sinyalin sürekli değişen bir dalga biçimi değil, iki ayrı gerilim düzeyi arasında değişen ikili darbe akışı olmasıdır.

İkili değerler (binary digit) taşıyıcı (carrier) frekansına yakın iki değişik frekans olarak ifade edilirler

$$s(t) = \begin{cases} A\cos(2\pi f_2 t) & \text{binary 1} \\ A\cos(2\pi f_1 t) & \text{binary 0} \end{cases}$$

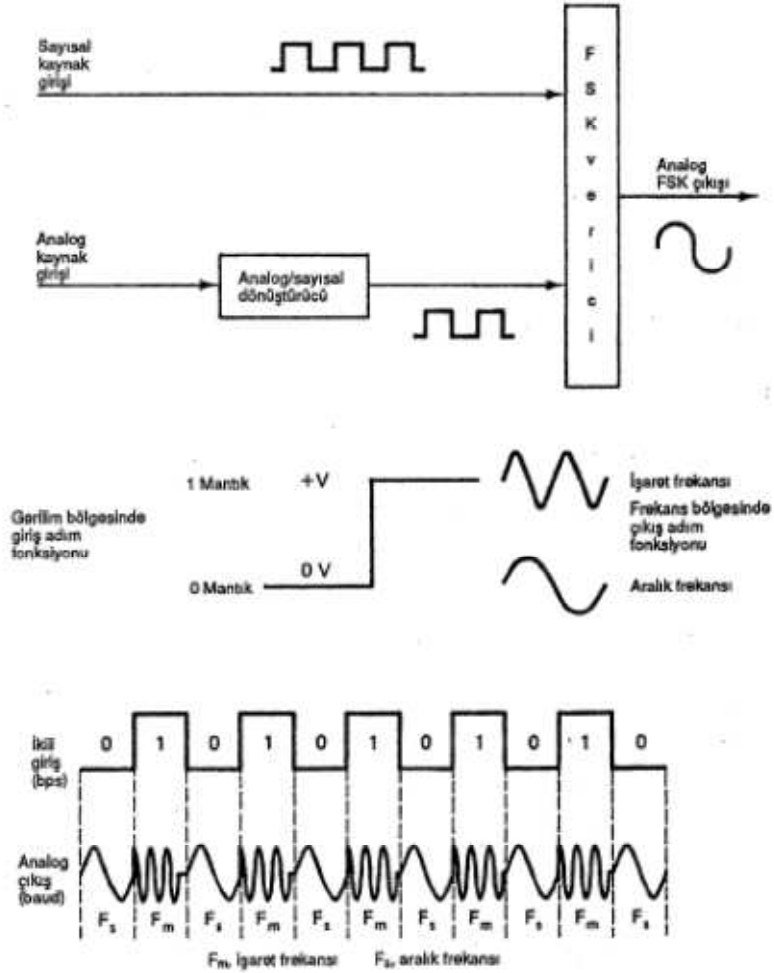


Şekil 5.9 Frekans Kaydırmalı Anahtarlama – FSK

5.2.2.1 FSK Verici

İkili FSK'de, orta frekans ya da taşıyıcı frekansı, ikili giriş verisi tarafından kaydırılır (saptırılır). Dolayısıyla, FSK bir modülatörün çıkışı, frekans domeninde bu basamak fonksiyonudur. İkili giriş sinyali, 0 mantık düzeyinden 1 mantık düzeyine ya da 1

mantık düzeyinden 0 mantık düzeyine geçtiğinde, FSK çıkışı iki frekans arasında kayar: işaret ya da mantık 1 frekans ile aralık ya da mantık 0 frekansı FSK'de, ikili giriş sinyalinin mantık durumu her değiştiğinde, çıkış frekansında bir değişiklik olur. Dolayısıyla, çıkış değişim hızı giriş değişim hızına eşittir. Sayısal modülasyonda, modülatörün girişindeki değişim hızına bir iletim hızı denir; bit iletim hızının birimi, bit bölü saniyedir (bps). Modülatörün çıkışındaki değişim hızına baud ya da baud hızı denir; baud hızı, bir çıkış sinyalleme ögesinin süresinin tersine eşittir. FSK'de, giriş ve çıkış değişim hızları eşittir; dolayısıyla, bit iletim hızı ve baud hızı eşittir. Basit bir FSK verici, Şekil 5.10'da gösterilmiştir.

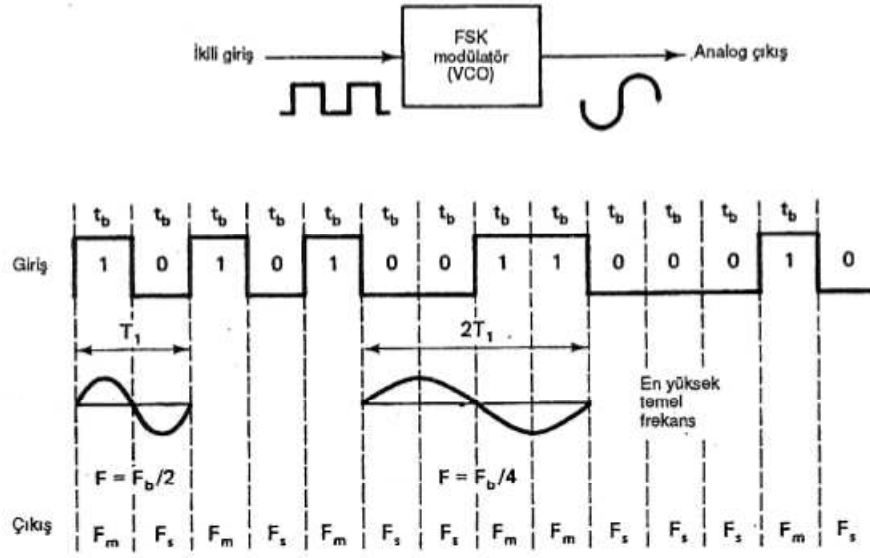


Şekil 5.10 İkili FSK Verici

5.2.2.2 FSK Bant Genişliğinde Göz Önünde Bulundurulması Gereken Hususlar

Bütün elektronik iletişim sistemlerinde olduğu gibi, bir FSK vericinin tasarımında da bant genişliği öncelikle göz önünde bulundurulması gereken hususlardan biridir. FSK, klasik frekans modülasyonuna benzer; bu nedenle FSK, frekans modülasyonuna benzer bir şekilde açıklanabilir.

Şekil 5.11, bir FSK modülatörü göstermektedir. FSK modülatör bir tür FM vericidir; çoğunlukla da gerilim kontrollü bir osilatördür (VCO). Şekilden görülebileceği gibi, en yüksek giriş değişim hızı, ikili giriş dönüşümlü 1 ve 0 'lardan oluşan bir dizi (yani, bir karedalga) olduğunda meydana gelir.



Şekil 5.11 FSK Modülatör- t_b , bir bitin süresi, $=1/bps$; F_m , işaret frekansı; F_s , aralık frekansı; T_1 , en kısa çevrimin periyodu; $1/T_1$, ikili kare dalganın temel frekansı; F_b giriş bir iletim hızı(bps)

İkili bir kare dalganın temel frekansı, bit iletim hızının yarısına eşittir. Dolayısıyla, eğer girişin yalnızca temel frekansı göz önünde bulundurulursa, FSK modülatörün en yüksek modüle edici frekansı, giriş bit iletim hızının yarısına eşit olur.

VCO'nun sükunet frekansı, işaret ve aralık frekanslarının orta noktasına gelecek şekilde seçilmiştir. Girişte 1 mantık koşulu, VCO'yu sükunet frekansından işaret frekansına; 0 mantık koşulu ise sükunet frekansından aralık frekansına kaydırır. Dolayısıyla, ikili giriş sinyali 1 mantık düzeyinden 0 mantık düzeyine ya da 0 mantık

düzeinden 1 mantık düzeyine değiştiğinde, VCO ıkış frekansı, işaret ve aralık frekansları arasında ileri geri kayar ya da sapor. FSK, bir frekans modülasyonu biçimi olduğu için, FM için kullanılan modülasyon indeksi formülü FSK için de geçerlidir. Modülasyon indeksi şu şekilde ifade edilir:

$$MI = \frac{\Delta F}{F_a}$$

Burada

MI = modülasyon indeksi

ΔF = frekans sapması (Hz)

F_a = modüle edici frekans (Hz)

En kötü durum modülasyon indeksi, en geniş çıkış bant genişliğini veren modülasyon indeksi değerlidir; bu değere sapma oranı denir. En kötü durum ya da en geniş bant genişliği, hem frekans sapması hem de modüle edici frekanslar maksimum değerlerinde olduğu zaman meydana gelir.

Bir FSK modülatörde ΔF , taşıyıcının tepe frekans sapmasıdır ve sknet frekansı ile ya işaret ya da aralık frekansı arasındaki farka (ya da işaret ve aralık frekansları arasındaki farkın yarısına) eşittir. Tepe frekans sapması, modüle edici sinyalin genişliğine bağlıdır. İkili sayısal bir sinyalde, bütün 1 mantık düzeyleri aynı gerilime sahiptir; aynı şekilde bütün 0 mantık düzeylerinin gerilimi de aynıdır; dolayısıyla, frekans sapması sabittir ve her zaman maksimum değerindedir. F_a , ikili girişin temel frekansına eşittir; temel frekans, en kötü durumda (dönüşümlü 1 ve 0'lar) bit iletim hızının yarısına eşittir. Sonuç olarak, FSK'de:

$$MI \frac{\left| \frac{F_m - F_s}{2} \right|}{\frac{F_b}{2}} = \frac{\left| F_m - F_s \right|}{F_b} \quad (5-1)$$

Burada

$$\left| \frac{F_m - F_s}{2} \right| = \text{tepe frekans sapması}$$

$$\frac{F_b}{2} = \text{ikili giriş sinyalinin temel frekansı}$$

Klasik FM'de, bant genişliği modülasyon indeksiyle doğru orantılıdır. Dolayısıyla FSK'de, modülasyon indeksi genellikle 1.0'ın altında tutulur; böylece nispeten dar bantlı bir FM ıkış tayfı

oluşturulur. Bir sinyali iletmek için gereken minimum bant genişliğine, minimum Nyquist bant genişliği (F_n) denir. Modülasyon kullanıldığı ve çift-terafli bir çıkış tayfı oluşturulduğu zaman, minimum bant genişliğine minimum çift-terafli Nyquist bant genişliği ya da minimum IF bant genişliği denir.

ÖRNEK:

Aralık frekansı 60 MHz, sükunet frekansı 70 MHz, işaret frekansı 80 MHz, giriş bit iletim hızı ise 20 Mbps olan FSK bir modülatörde, çıkış baud hızını ve gereken minimum bant genişliğini bulun.

ÇÖZÜM:

5-1 nolu denklemde değerleri yerine koyarsak, şunu elde ederiz:

$$MI = \frac{|F_m - F_s|}{F_b} = \frac{|80 \text{ MHz} - 60 \text{ MHz}|}{20 \text{ Mbps}}$$

$$= \frac{20 \text{ MHz}}{20 \text{ Mbps}} = 1.0$$

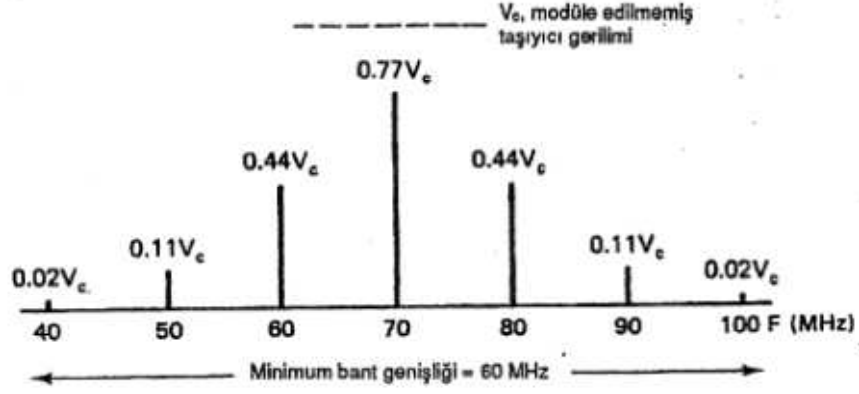
MI	J_0	J_1	J_2	J_3	J_4
0.0	1.00				
0.25	0.98	0.12			
0.5	0.94	0.24	0.03		
1.0	0.77	0.44	0.11	0.02	
1.5	0.51	0.56	0.23	0.06	0.01
2.0	0.22	0.58	0.35	0.13	0.03

Tablo 5.1 Bessel Fonksiyonu Çizelgesi

Bessel çizelgesinden (Tablo 5-1), 1.0'luk bir modülasyon indeksinin üç önemli yan frekans kümesi verdiği görülmektedir. Her yan frekans, orta frekanstan ya da komşu yan frekanstan modüle edici frekans kadar uzaktır; bu değer, bu örnek için 10 MHz'dir ($F_b/2$). Bu modülatörün çıkış tayfı Şekil 5.12'de gösterilmiştir. Minimum çift-terafli Nyquist bant genişliğinin 60 MHz; baud hızının ise 20 megabaud (bit iletim hızıyla aynı) olduğu görülebilir.

FSK, darbantlı bir frekans modülasyonu biçimi olduğu için, minimum bant genişliği modülasyon indeksine bağlıdır. 0.5 ile 1

arasında bir modülasyon indeksinde, iki ya da üç önemli yan frekans kümesi oluşur. Böylece minimum bant genişliği, giriş bit iletim hızının iki ya da üç katı olur.

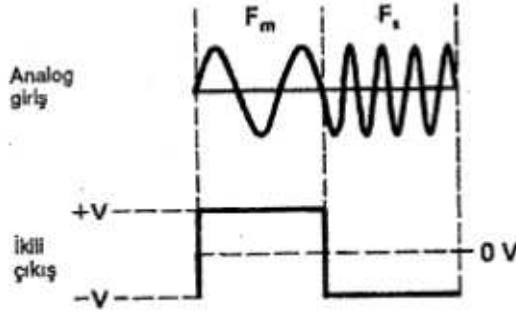
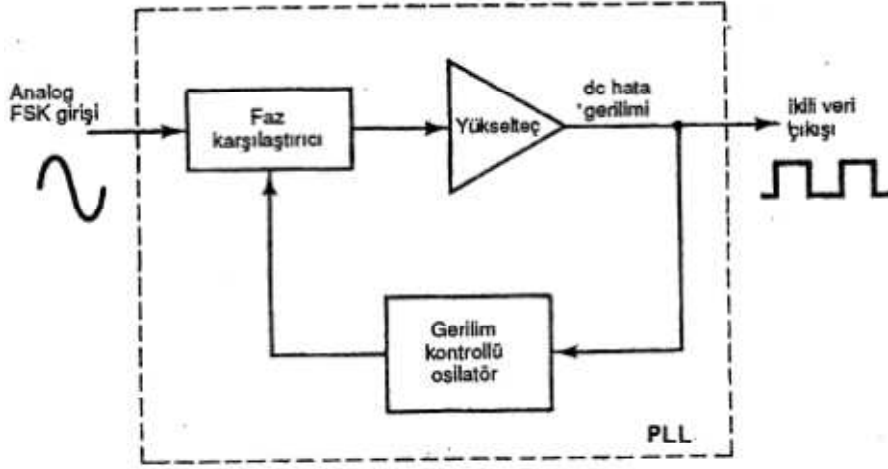


Şekil 5.12 Örnek için FSK çıkış tayfı

5.2.2.2 FSK Alıcı

FSK sinyalleri demodüle etmek için en yaygın olarak kullanılan devre, Şekil 5.13'de gösterilen faz kilitlemeli döngüdür (PLL). PLL-FSK bir demodülatör, PLL-FM demodülatöre çok benzer bir biçimde çalışır. PLL'nin girişi, işaret ve aralık frekansları arasında kaydıngında, faz karşılaştırıcısının çıkışındaki dc hata gerilimi frekans kaymasını izler. Yalnızca iki giriş frekansı (işaret ve aralık) olduğu için, yalnızca iki çıkış hata gerilimi vardır. Biri 1 mantık düzeyini; öteki ise 0 mantık düzeyini temsil eder. Bu nedenle çıkış, FSK girişinin iki-düzeyle (ikili) bir temsildir. Genelde PLL'nin doğal frekansı FSK modülatörün orta frekansına eşit yapılır. Bunun sonucunda, dc hata gerilimindeki değişiklikler, analog girişi frekansındaki değişiklikleri izler ve 0 V de etrafında simetrikler.

FSK'nin hata performansı, PSK ya da QAM'ye oranla düşüktür; dolayısıyla FSK, yüksek performanslı sayısal radyo sistemlerinde nadiren kullanılır. FSK yalnızca, düşük performanslı, düşük maliyetli, asenkron veri iletişim modemlerinde kullanılır; bu modemler analog, ses bandı telefon hatlarında yapılan veri iletişiminde kullanılmaktadır.



Şekil 5.13 PLL - FSK demodülatör

5.2.2.3 Minimum Kaydırmalı Anahtarlama FSK

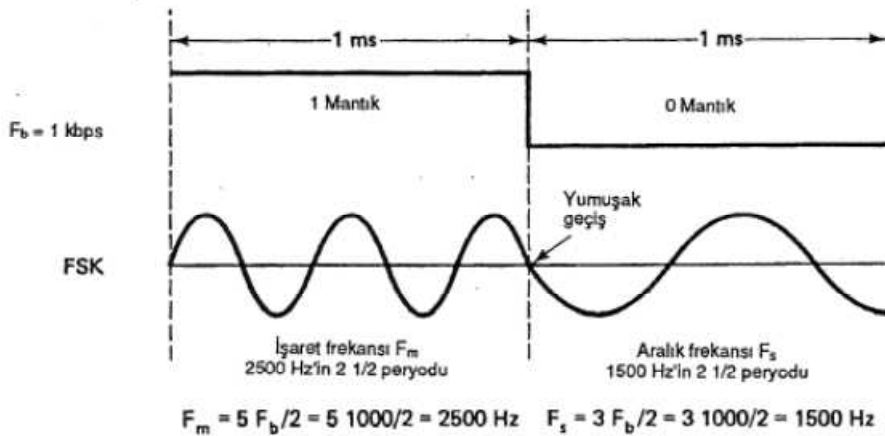
Minimum kaydırmalı anahtarlama FSK (MSK), sürekli faz frekans kaydırmalı bir anahtarlama (CPFSK) biçimidir. Temel olarak, MSK ikili FSK'dir; tek fark, işaret ve aralık frekanslarının giriş ikili bit iletim hızı ile senkronize edilmiş olmasıdır. Eşzamanlı olmaları, ikisinin arasında kesin ve belli bir zaman ilişkisi olması demektir; eşit oldukları anlamına gelmez. MSK'de işaret ve aralık frekansları, orta frekanstan bit iletim hızının yarısının tek tamsayı katı uzakta olacak şekilde seçilirler [F_m ve $F_s = (F_b/2)$ burada $n =$ herhangi bir tamsayı]. Bu analog çıkış sinyali işaret frekansından aralık frekansına ya da aralık frekansından işaret frekansına geçtiğinde, analog çıkış sinyalinde yumuşak bir faz geçişi olmasını sağlar. Şekil 5.14 sürekli olmayan bir FSK dalga biçimini göstermektedir. Giriş, 1 mantık düzeyinden 0 mantık düzeyine ya da 0 mantık düzeyinden 1 mantık düzeyine

değiştğinde, analog çıkış sinyalinde ani bir faz süreksizliği olduğu görülmektedir. Bu meydana geldiğinde, demodülatör frekans kaymasını izlemeye güçlük çeker, dolayısıyla bir hata meydana gelebilir.



Şekil 5.14 Süreksiz FSK dalga biçimi

Şekil 5.15, kesintisiz fazlı bir MSK dalga biçimini göstermektedir. Çıkış frekansı değiştiğinde, bunun yumuşak, kesintisiz bir geçiş olduğuna dikkat edin. Geçişler, faz sıfırken meydana gelir; dolayısıyla faz süreksizliği yoktur. Belli bir sinyal gürültü oranında, MSK'nin bir-hata performansı, klasik FSK'nin bit-hata performansından daha iyidir. MSK'nin dezavantajı, senkronizasyon devreleri gerektirmesi ve bu nedenle daha pahalıya mal olmasıdır.



Şekil 5.15 Kesintisiz faz MSK dalga biçimi

5.2.3 Faz Kaydırmalı Anahtarlama (PSK)

Faz kaydırmalı anahtarlama (PSK), açı modülasyonlu, sabit-zarflı sayısal modülasyonun bir başka biçimidir. PSK, klasik faz modülasyonuna benzemektedir; aralarındaki fark şudur: PSK'de giriş

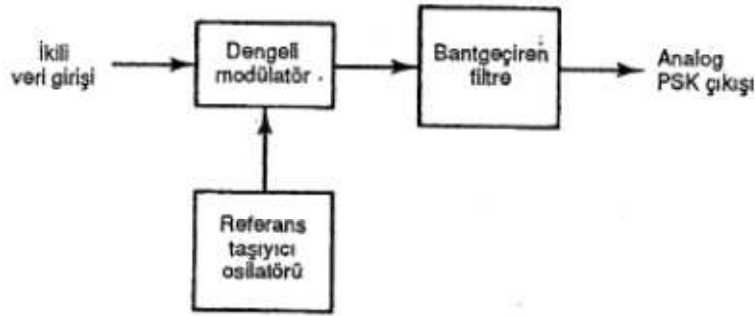
sinyali ikili sayısal bir sinyaldir ve sınırlı sayıda çıkış fazı mümkündür.

5.2.3.1 İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama

İkili faz kaydırmalı anahtarlama (BPSK), tek bir taşıyıcı frekansı için iki çıkış fazı mümkündür (“ikili” “2”den türetilmiştir). Bir çıkış fazı 1 mantık düzeyini; diğeri ise 0 mantık düzeyini temsil eder. Sayısal giriş sinyali değiştiğinde, çıkış taşıyıcısının fazı, 180° farklı iki açı arasında kayar. BPSK’nin bir başka adı da faz çevirmeli anahtarlama (PRK)

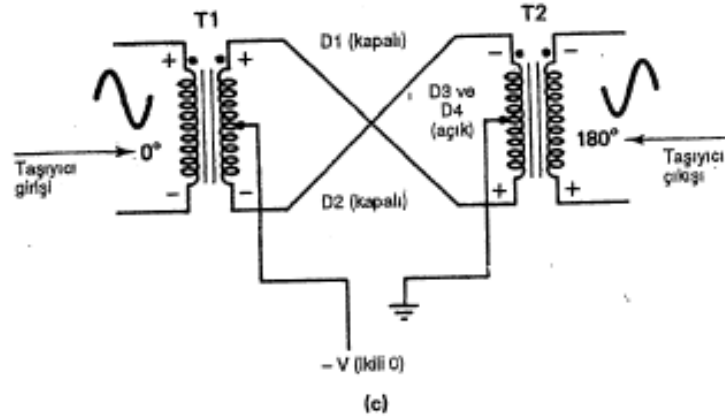
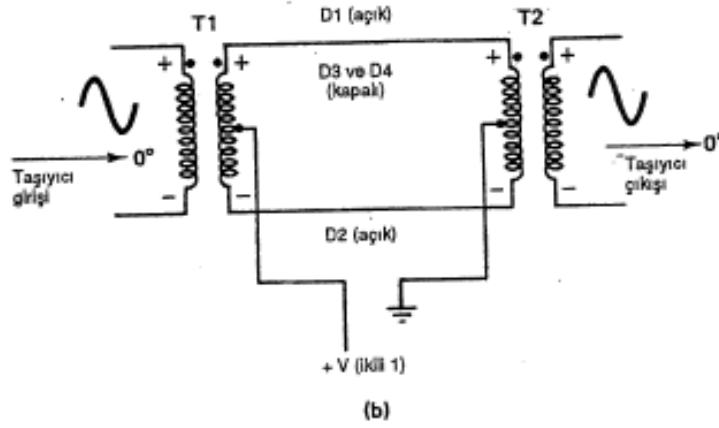
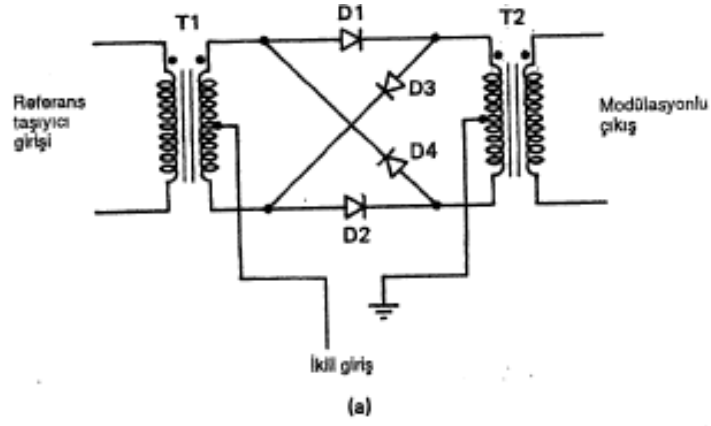
5.2.3.1 BPSK Verici

Şekil 5.16, bir BPSK modülörün basitleştirilmiş blok diyagramını göstermektedir. Dengeli modülör, bir faz çevirme anahtarı gibi hareket eder. Sayısal girişin mantık durumuna bağlı olarak taşıyıcı, çıkışı ya referans taşıyıcı osilatörü ile aynı fazda ya da 180° faz farkıyla aktarılır.



Şekil 5.16 BPSK Modülör

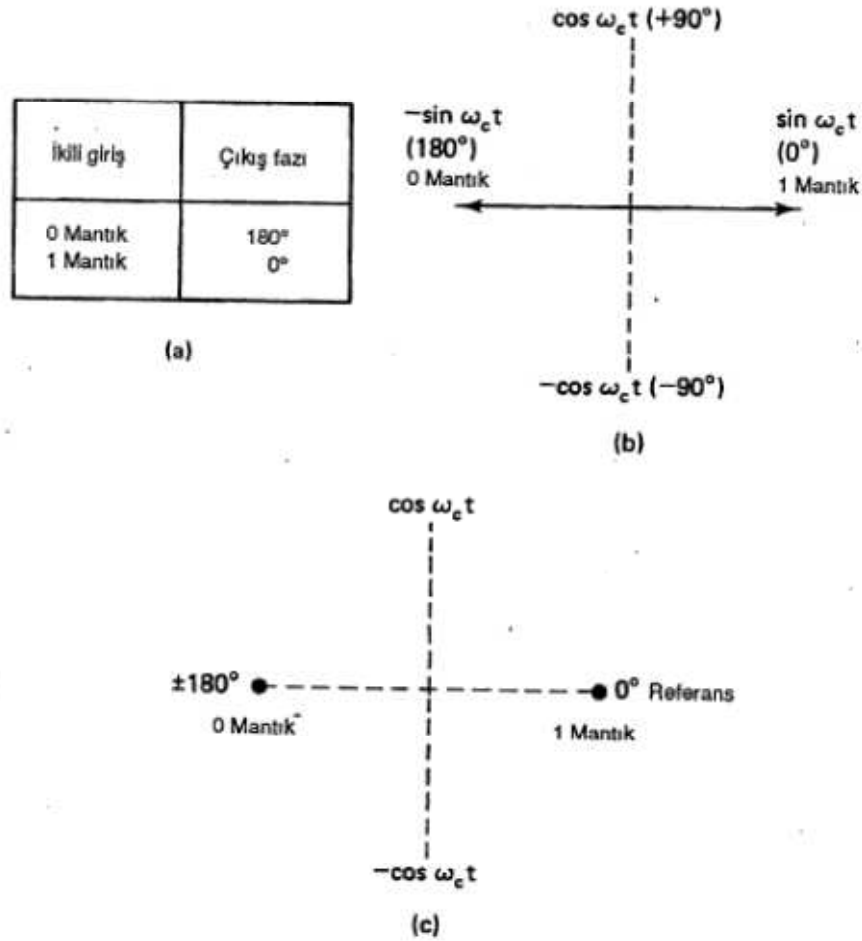
Şekil 13-9a, dengeli halka modülörünün şematik diyagramını göstermektedir. Dengeli modülörün iki girişi vardır: referans osilatörü ile aynı fazda olan bir taşıyıcı ve ikili sayısal veri. Dengeli modülörün uygun bir biçimde çalışabilmesi için, sayısal giriş gerilimi, tepe taşıyıcı geriliminde çok daha büyük olmalıdır. Bu sayısal girişin D1-D2-D3-D4 diyotlarının açık/kapalı durumlarını kontrol etmesini sağlar ikili giriş 1 mantık düzeyini ise (pozitif gerilim), D1 ve D2 diyotları ileri öngerilimlidir ve “açık”tır; buna karşılık, D3 ve D4 ters öngerilimlidir ve “kapalı”dır (Şekil 13-9b). Gösterilen polaritelerle, taşıyıcı gerilimi T2 transformatörü üzerinde, T1 transformatörü üzerindeki taşıyıcı gerilimi ile aynı fazda oluşur. Dolayısıyla çıkış sinyali, referans osilatörü ile aynı fazdadır.



Şekil 5.17 a) Dengeli halka modülatörü, b) 1 mantık düzeyi girişi, c) 0 mantık düzeyi girişi

İkili giriş 0 mantık düzeyi ise (negatif gerilim), D1 ve D2 diyotları ters öngerilimlidir ve “kapalı”dır; buna karşılık, D3 ve D4 ileri öngerilimlidir ve “açık”tır (Şekil 13-9c). Dolayısıyla, taşıyıcı gerilimi

T2 transformatörü üzerinde, T1 transformatörü üzerindeki taşıyıcı geriliminden 180° farklı fazda oluşur. Sonuç olarak, çıkış sinyali ile referans osilatörü arasında 180° lik faz farkı vardır. Şekil 5.18, BPSK bir modülatörün doğruluk tablosunu, fazör diyagramını ve konstelasyon diyagramını göstermektedir. Bazen sinyal tablosunu, fazör diyagramını ve konstelasyon diyagramını göstermektedir. Bazen sinyal durum-boşluk diyagramı adı da verilen konstelasyon diyagramı, fazör diyagramına benzer, ancak konstelasyon diyagramında bütün fazörler çizilmez. Bir konstelasyon diyagramında, yalnızca fazörlerin tepelerinin nispi konumları gösterilir.



Şekil 5.18 BPSK modülatör: a) Doğruluk tablosu, b) fazör diyagramı c) konstelasyon diyagramı

5.2.3.2 BPSK Bant Genişliğinde Göz Önünde Bulundurulması Gereken Hususlar

Dengeli modülatör bir *çarpım modülatörü*dür; çıkış sinyali, iki giriş sinyalinin çarpımıdır. BPSK modülatörde, taşıyıcı giriş sinyali, ikili veri ile katlanır (çarpılır). Eğer 1 mantık düzeyine +1 V, 0 mantık düzeyine ise -1 V tahsis edilirse, giriş taşıyıcısı ($\sin \omega_c t$) ya +1 yada -1 $\sin \omega_c t$ olur: ilki, referans osilatörü ile aynı fazda olan bir sinyali; diğeri ise referans osilatörü ile 180° faz farkı olan bir sinyali temsil eder. Giriş mantık durumu her değiştiğinde, çıkış fazı da değişir. Dolayısıyla BPSK' de, çıkış değişim hızı (baud) giriş değişim hızına (bps) eşittir ve en geniş çıkış bant genişliği ikili giriş vericileri, dönüşümlü 1/0 sırası olduğunda meydana gelir. Dönüşümlü 1/0 bit sırasının temel frekansı (F_a) bit iletim hızının yarısına eşittir ($F_b/2$). BPSK modülatörün çıkış fazı, matematiksel olarak şöyle ifade edilir:

$$\theta = \begin{matrix} (\sin \omega_a t) & (\sin \omega_c t) \\ \text{İkili modüle edici} & \text{taşıyıcı} \\ \text{Sinyalin temel frekansı} & \end{matrix}$$

Ya da

$$\frac{1}{2} \cos(\omega_c t - \omega_a t) - \frac{1}{2} \cos(\omega_c t + \omega_a t)$$

Dolayısıyla, minimum çift- taraflı Nyquist bant genişliği (F_n) şu olur:

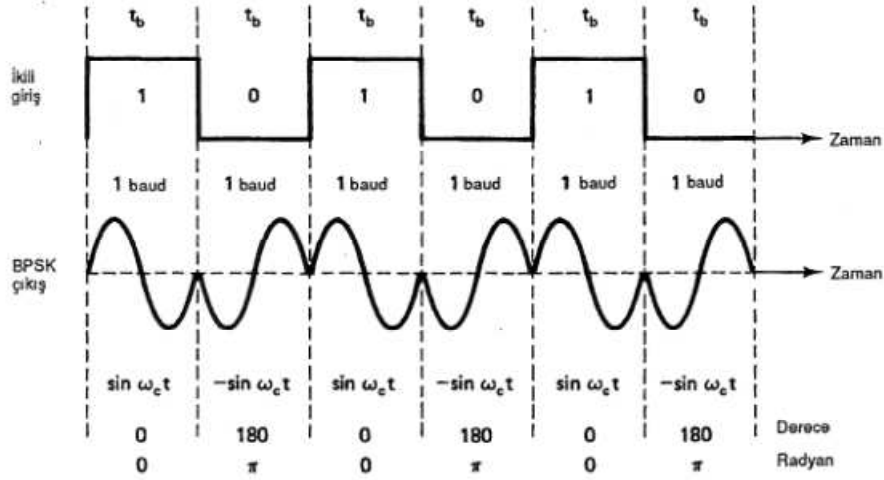
$$(\omega_c t - \omega_a t) - (\omega_c t + \omega_a t) \quad \text{ya da}$$

$$\omega_c t - \omega_a t - \omega_c t + \omega_a t = 2\omega_a t$$

$$\text{Ve} \quad \omega_a t = F_b / 2 \quad \text{olduğundan}$$

$$F_n = 2 \left(\frac{F_b}{2} \right) = F_b$$

Şekil 5.19, bir BPSK dalga biçiminin zamana bağlı çıkış fazını göstermektedir. BPSK modülatörün çıkış tayfının, üst ve alt yanbantların taşıyıcı frekansından bit iletim hızının yarısına eşit bir uzaklıkta bulunduğu bir çift yanbant bastırılmış taşıyıcı sinyali olduğu görülmektedir. Dolayısıyla, en kötü durum BPSK çıkış sinyali geçirmek için gerekli minimum bant genişliği (F_n), giriş bit iletim hızına eşittir.



Şekil 5.19 Bir BPSK modülatörde zamana bağlı çıkış fazı

Örnek:

70 MHz'lik bir taşıyıcı frekansı ve 10 Mbps'lik bir giriş bit iletim hızı olan bir BPSK modülatörün maksimum ve minimum üst ve alt yan frekanslarını bulun, çıkış tayfını çizin, minimum Nyquist bant genişliğini bulun ve baud hızını hesaplayın.

Çözüm:

Dengeli bir modülatörün çıkışını ifade eden denklemde değerleri yerlerine koyarsak, şu sonucu elde ederiz:

$$\begin{aligned}
 \text{çıkış} &= (\sin \omega_a t) (\sin \omega_c t) \\
 &= [\sin 2\pi (5 \text{ MHz})t] [\sin 2\pi (70 \text{ MHz})t] \\
 &= \frac{1}{2} \cos 2\pi (70 \text{ MHz} - 5 \text{ MHz})t - \frac{1}{2} \cos 2\pi (70 \text{ MHz} + 5 \text{ MHz})t
 \end{aligned}$$

Alt yan frekans

üst yan frekans

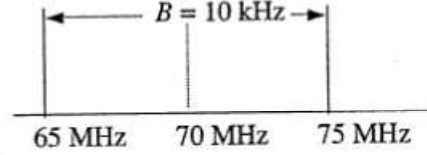
Minimum alt yan frekans (LSF):

$$\text{LSF} = 70 \text{ MHz} - 5 \text{ MHz} = \mathbf{65 \text{ MHz}}$$

Maksimum üst yan frekans (USF):

$$\text{USF} = 70 \text{ MHz} + 5 \text{ MHz} = \mathbf{75 \text{ MHz}}$$

Dolayısıyla, en kötü durum ikili giriş koşulları için çıkış tayfı aşağıdaki gibidir:



(bastırılmış)

Minimum Nyquist bant genişliği (F_n) şu olur:

$$F_n = 75 \text{ MHz} - 65 \text{ MHz} = \mathbf{10 \text{ MHz}}$$

Baud hızı ise F_b ya da 10 megabaud'dur.

5.2.3.3 BPSK Alıcı

Şekil 13-12, bir BPSK alıcının blok diyagramını göstermektedir. Giriş sinyali $+\sin\omega_c t$ ya da $-\sin\omega_c t$ olabilir. Koherent taşıyıcıyı tekrar elde etme devresi, hem frekansı hem de fazı başlangıçtaki gönderme taşıyıcısı ile koherent olan bir taşıyıcı sinyalini algılar ve tekrar üretir. Dengeli modülatör bir çarpım dedektörüdür; çıkış, iki girişin (BPSK sinyal ve tekrar elde edilmiş taşıyıcı) çarpımıdır. Alçakgeçiren filte (LPF), tekrar elde edilmiş ikili verileri karmaşık demodüle edilmiş tayftan ayırır. Demodülasyon süreci matematiksel olarak aşağıdaki gibidir:

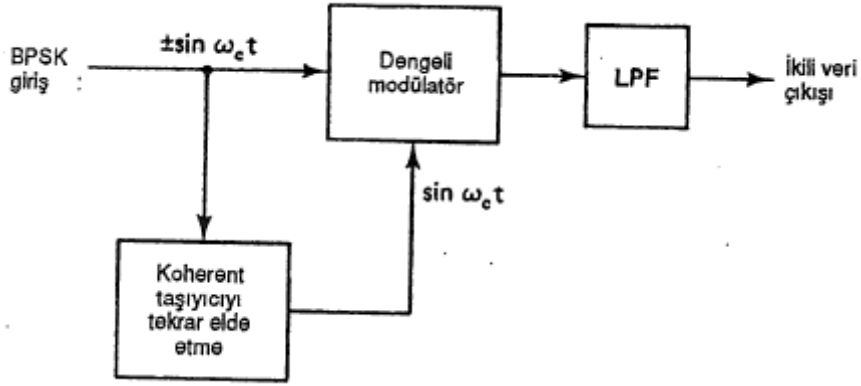
$+\sin\omega_c t$ (1mantık düzeyi) olan bir BPSK giriş sinyali için, dengeli modülatörün çıkışı şu olur:

$$\text{Çıkış} = (\sin\omega_c t) (\sin\omega_c t) = \sin^2\omega_c t$$

Ya da

$$\sin^2\omega_c t = \frac{1}{2} (1 - \cos 2\omega_c t) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\omega_c t$$

$$\text{çıkış} = +\frac{1}{2} \text{ V dc} = 1 \text{ mantık düzeyi}$$



Şekil 5.20 BPSK Alıcı

Dengeli modülatörün çıkışının, pozitif bir dc gerilimi ($+\frac{1}{2}$ V) ve taşıyıcı frekansının iki katı bir kosinüs dalgası ($2\omega_c t$) içerdiği görülmektedir. LPF'nin kesim frekansı, $2\omega_c t$ ' den çok daha alçaktır; bu yüzden, taşıyıcının ikinci harmoniğini filtreleyerek keser ve yalnızca pozitif dc bileşenini geçirir. Pozitif bir dc gerilimi, demodüle edilmiş 1 mantık düzeyini temsil eder.

-sin $\omega_c t$ (0 mantık düzeyi) olan bir BPSK giriş sinyali için, dengeli modülatörün çıkışı şu olur:

$$\text{Çıkış} = (-\sin \omega_c t) (\sin \omega_c t) = -\sin^2 \omega_c t$$

Ya da (filtrelenerek kesilir)

$$-\sin^2 \omega_c t = -\frac{1}{2} (1 - \cos 2\omega_c t) = -\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\omega_c t$$

$$\text{çıkış} = -\frac{1}{2} \text{ V dc} = 0 \text{ mantık düzeyi}$$

Dengeli modülatörün çıkışı, negatif bir dc gerilimi ($-\frac{1}{2}$) ve taşıyıcı frekansının iki katı bir kosinüs dalgası içerir ($2\omega_c t$). LPF, burada da taşıyıcının ikinci harmoniğini filtreleyerek keser ve yalnızca negatif dc bileşenini geçirir. Negatif bir dc gerilimi, demodüle edilmiş 0 mantık düzeyini temsil eder.

5.2.3.4 M-li Kodlama

M-li, "ikili" kelimesinden türetilmiş bir terimdir. M, olası durumların sayısını gösteren sayıdır. Şu ana kadar bahsi geçen iki sayısal modülasyon tekniği (ikili FSK ve BPSK) ikili sistemlerdir; yalnızca iki olası çıkış durumu vardır. Biri 1 mantık düzeyini, öteki ise 0 mantık düzeyini temsil eder ; dolayısıyla bu sistemler, M=2 olan M-

li sistemlerdir. Sayısal modülasyonda, çoğu zaman ikili düzeyden daha yüksek bir düzeyde kodlama yapmak daha avantajlıdır. Örneğin dört olası çıkış fazı olan bir PSK sistemi, M=4 olan M-li bir sistemdir. Sekiz olası çıkış fazı olsa, M=8 olur, vb. Matematiksel olarak,

$$N = \log_2 M$$

Burada

N=bit sayısı

M=n bitle olası çıkış durumlarının sayısı

Örneğin, çıkışın değişmesine izin verilmeden önce, modülatöre iki bitin girmesine olanak verilirse,

$$2 = \log_2 M \quad \text{ve} \quad 2^2 = M \quad \text{böylece} \quad M = 4$$

M=4, iki bit ile dört farklı çıkış durumunun mümkün olduğu göstermektedir. N=3 için, M=2³ yani 8 olur,

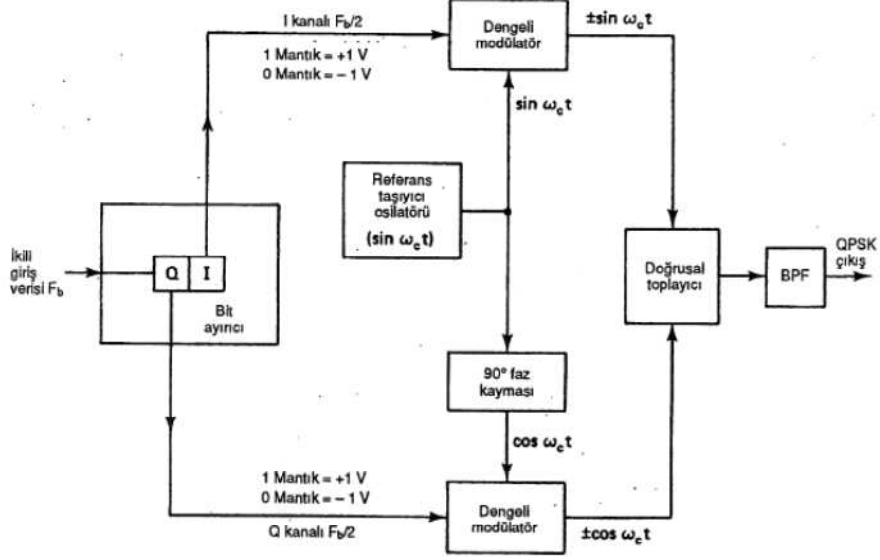
5.2.4 Dört Faz Kaydırmalı Anahtarlama (PSK)

Dört faz kaydırmalı anahtarlama (QPSK) ya da bazen dendiği gibi *dik-açı (kuadratür)* PSK, başka bir açı modülasyonlu, sabit-zarflı sayısal modülasyon biçimidir. QPSK, M'nin 4 olduğu M-li kodlama tekniğidir (adındaki “dört” kelimesi buradan gelmektedir). QPSK’ de tek bir taşıyıcı frekansı için dört çıkış fazı mümkündür. Dört farklı çıkış fazı olduğu için, dört farklı giriş durumu olmalıdır. QPSK modülatörün sayısal girişi ikili (2 tabanında) bir sinyal olduğu için, dört farklı giriş durumunu üretmek için tek bir giriş bitinden fazlası gerekir. 2 bit ile, dört olası durum vardır: 00,01, 10 ve 11. Bu nedenle QPSK’de, ikili giriş verileri, *dibit* adı verilen 2 bitlik gurplar halinde birleştirilir. Her dibit kodu, dört olası çıkış fazından birini üretir. Dolayısıyla modülatöre giren her 2 bitlik dibit, için tek bir çıkış değişikliği meydana gelir. Bu nedenle, çıkıştaki değişim hızı (baud hızı), giriş bit iletim hızının yarısıdır.

5.2.4.1 QPSK Verici

Bir QPSK modülatörün blok diyagramı, Şekil 13-13’de gösterilmiştir. İki bit (bir dibit), bit ayırıcıya gönderilir. İki bitin ayırıcıya seri gidişinden sonra, bu bitler çıkışa aynı zamanda paralel

olarak gelirler. Bir bit I kanalına, öteki bit ise Q kanalına yönlendirilir. I biti referans modülatörü ile aynı fazda olan bir taşıyıcıyı modüle eder



Şekil 5.21 QPSK Modülatör

(aynı fazda-İngilizcede: “in phase” in ilk harfi “I” – kanal için kullanılan “I” adı buradan gelmektedir); Q biti ise referans taşıyıcıdan 90° farklı fazda olan ya da onunla dik açı yapan (kuadratur) bir taşıyıcıyı modüle eder (dik-açı [kuadratur] – İngilizcede: “quadrature”ün ilk harfi “Q” – kanal için kullanılan “Q” adı buradan gelmektedir).

Bir dibit I ve Q kanallarına ayrıldıktan sonra, QPSK modülatörün çalışmasının BPSK modülatörün çalışması ile aynı olduğu görülebilir. Temel olarak, bir QPSK modülatör paralel olarak birleştirilmiş iki BPSK modülatördür. Gene, 1 mantık düzeyi=+1 V ve 0 mantık düzeyi=-1 V için, I dengeli modülatörün çıkışında olası iki faz (+sin ω_ct ve -sin ω_ct) bulunur; Q dengeli modülatörün çıkışında da olası iki faz (+cos ω_ct ve -cos ω_ct) vardır. Doğrusal toplayıcı iki dik-açılı (90° farklı fazlarda) sinyali birleştğinde, oluşan dört olası faz vardır: +sin ω_ct +cos ω_ct, +sin ω_ct -cos ω_ct, sin ω_ct +cos ω_ct ve -sin ω_ct -cos ω_ct.

ÖRNEK:

Şekil 5.21’de gösterilen QPSK modülatörün doğruluk tablosunu yapın, fazör diyagramını ve konstelasyon diyagramını çizin.

ÇÖZÜM:

$Q=0$ ve $I=0$ 'lık bir ikili veri girişi için, I dengeli modülatörün iki girişi $-I$ ve $\sin \omega_c t$; Q dengeli modülatörün iki girişi ise -1 ve $\cos \omega_c t$ 'dir. Dolayısıyla çıkışlar şu olur:

$$I \text{ dengeli modülatörü} = (-1) (\sin \omega_c t) = -1 \sin \omega_c t$$

$$Q \text{ dengeli modülatörü} = (-1) (\cos \omega_c t) = -1 \cos \omega_c t$$

Ve doğrusal toplayıcının çıkışı şu olur:

$$-1 \cos \omega_c t - 1 \sin \omega_c t = 1.414 \sin \omega_c t - 135^\circ$$

Kalan dibit kodları (01,10 ve 11) için yapılan işlemler aynıdır. Sonuçlar Şekil 5.22 'de gösterilmiştir.

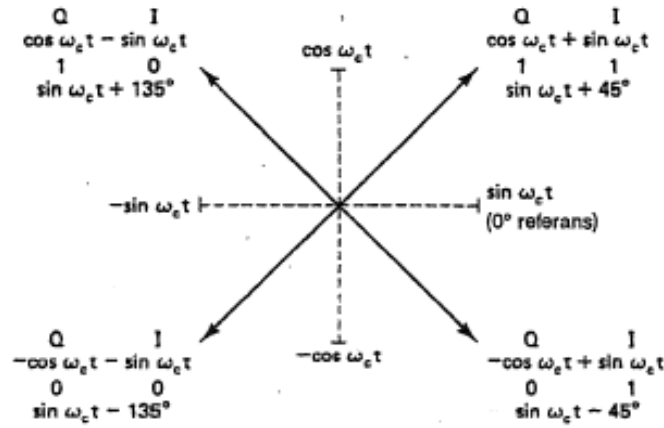
Şekil 5.22-b'de, QPSK' olası dört çıkış fazörünü tam olarak aynı genliğe sahip olduğu görülmektedir. Dolayısıyla ikili bilgi, tamamıyla çıkış sinyalinin fazına kodlanmalıdır. Bu, PSK'yi QAM'den ayıran en öneml özelliğidir; QAM, bu bölümde daha ileride izah edilmiştir. Ayrıca Şekil 5.22-b'den, QPSK'deki herhangi bir komşu fazör arasındaki açısal farkın 90° olduğu görülmektedir. Bu nedenle bir QPSK sinyali, iletim esnasında hemen hemen $+45^\circ$ lik ya da -45° lik faz kaymasına uğrayabilir ve yine de alıcıda demodüle edildiğinde kodlanmış bilgiyi doğru saklayabilir. Şekil 5.23, bir QPSK modülatörde zamana bağlı çıkış fazını göstermektedir.

5.2.4.2 QPSK Bant Genişliğinde Göz Önünde Bulundurulması Gereken Hususlar

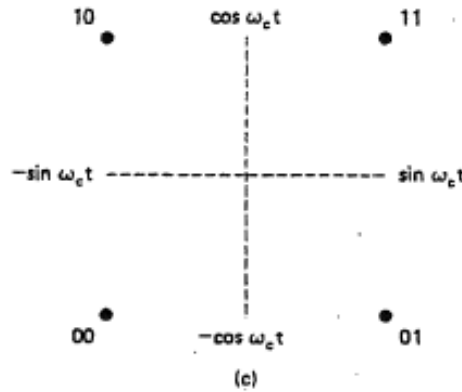
Qpsk'de giriş verileri iki kanala bölüldüğü için, I ya da Q kanalındaki bit iletim hızı, giriş bit iletim hızının yarısına eşittir ($F_b/2$). (temel olarak bit ayırıcı, I ve Q bitlerini giriş bit uzunluklarını iki katına çıkarır.) Dolayısıyla, I ya da Q dengeli modülatörünün veri girişindeki en yüksek temel frekans, giriş veri hızının dörtte birine eşittir ($F_b/2$ 'nin yarısı = $F_b/4$).

İkili giriş		QPSK çıkış fazı
Q	I	
0	0	-135°
0	1	-45°
1	0	+135°
1	1	+45°

(a)



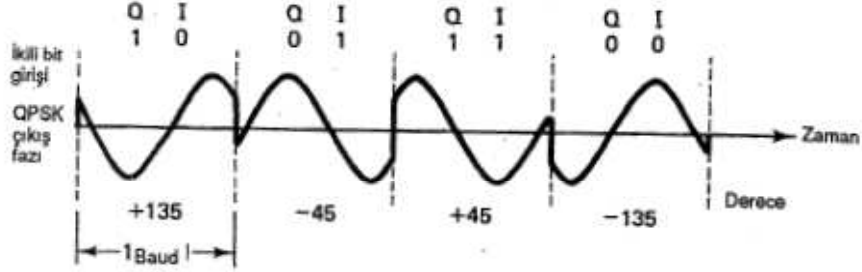
(b)



(c)

Şekil 5.22 QPSK Modülör a)doğruluk tablosu, b)fazör diyagramı, c)konstelasyon diyagramı

Sonuç olarak, I ve Q dengeli modülörlerinin çıkışı, gelen bit iletim hızının yarısına eşit bir minimum çift-terafli Nyquist bant genişliği gerektirir ($F_n = F_b/4$ 'ün iki katı = $F_b/2$). Demek ki QPSK' de, bant genişliği sıkıştırması gerçekleştirilir (minimum bant genişliği, gelen bit iletim hızından daha azdır).



Şekil 5.23 QPSK Modülátörde zamana bağlı çıkış fazı

Ayrıca, bit ayırıcıya 2 bit (bir dibit) gelene kadar QPSK çıkış sinyalinin fazı değişmediği için, en hızlı değişim hızı (baud) da, giriş bit iletim hızının yarısına eşittir. BPSK' de olduğu gibi, minimum bant genişliği ile baud birbirine eşittir. Bu ilişki Şekil 5.24'de gösterilmiştir.

Şekil 5.24.'de, I ya da Q dengeli modülátörün en kötü durum giriş durumunun sıralı olarak değişen 1/0 paternine olduğu görülebilir; bu patern, ikili giriş verileri 1100 tekrarlamalı paternine sahip olduğuunda meydana gelir. I ya da Q kanalındaki en hızlı ikili geçişin bir çevrimi (bir 1/0 sırası), 4 giriş veri biti ile aynı sürede gerçekteşir. Dolayısıyla dengeli modülátörlerin girişindeki en yüksek temel frekans ile çıkışındaki en hızlı değişim hızı, ikili giriş bit iletim hızının dörtte birine eşittir.

Dengeli modülátörlerin çıkışını matematiksel olarak şöyle ifade edilebilir:

$$\theta = (\sin \omega_a t) (\sin \omega_c t)$$

$$\text{Burada } \omega_a t = 2\pi \frac{F_b t}{4} \quad \text{ve } \omega_c t = 2\pi F_c t$$

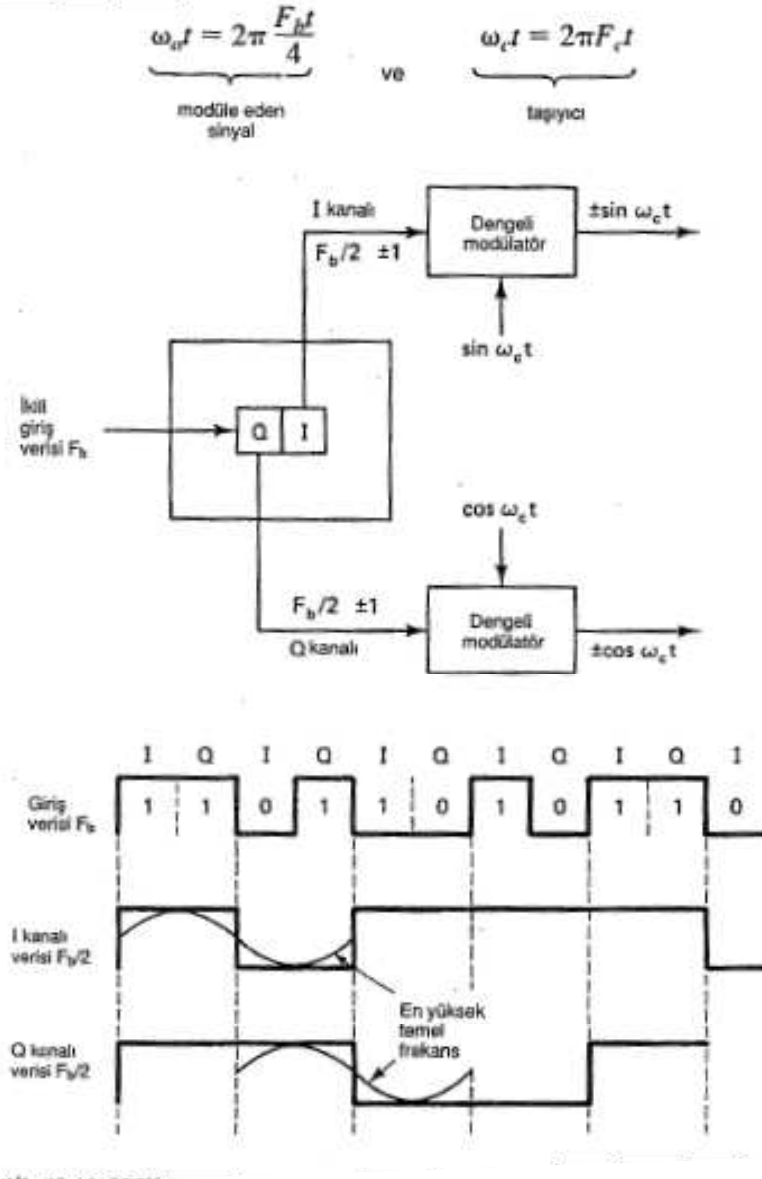
Modüle edici sinyal taşıyıcı

$$\text{Böylece } \theta = (\sin 2\pi \frac{F_b t}{4}) (\sin 2\pi F_c t)$$

$$= \frac{1}{2} \cos 2\pi \left(F_c - \frac{F_b}{4} \right) t - \frac{1}{2} \cos 2\pi \left(F_c + \frac{F_b}{4} \right) t$$

Çıkış frekansını tayfı, $F_c + F_b/4$ 'ten $F_c - F_b/4$ 'e uzanır ve minimum bant genişliği (FN) şu olur:

$$\left(F_c + \frac{F_b}{4} \right) - \left(F_c - \frac{F_b}{4} \right) = \frac{2F_b}{4} = \frac{F_b}{2}$$



Şekil 5.24 QPSK Modülörün bant genişliği için göz önünde bulundurulması gereken hususlar

ÖRNEK:

Giriş veri hızı (F_b) 10Mbps, taşıyıcı hızı 70 MHz olan bir QPSK modülörün minimum çift-terafı Nyquist bant genişliğini (F_n)ve baud hızını bulun. Ayrıca sonuçları bir önceki örnekteki BPSK

modülâtörün sonuçları ile karşılaştırın. Modülâtör modeli olarak ise 5.21’de gösterilen QPSK modülâtörün blok diyagramını kullanın.

ÇÖZÜM:

Gerek I gerekse Q kanalındaki bit iletim hızı, bit iletim hızının yarısına eşittir, yani;

$$F_{bQ} = F_{bI} = \frac{F_b}{2} = \frac{10 \text{ Mbps}}{2} = 5 \text{ Mbps}$$

İki dengeli modülâtöründe girişindeki en yüksek temel frekans şudur:

$$F_a = \frac{F_{bQ}}{2} \quad \text{yada} \quad \frac{F_{bI}}{2} = \frac{5 \text{ Mbps}}{2} = 2.5 \text{ Mbps}$$

Her bir dengeli modülâtörün çıkış dalgası şöyledir:

$$\begin{aligned} & (\sin 2\pi F_a t) (\sin 2\pi F_c t) \\ & \frac{1}{2} \cos 2\pi(F_c - F_a)t - \frac{1}{2} \cos 2\pi(F_c + F_a)t \\ & \frac{1}{2} \cos[(70 - 2.5)\text{MHz}]t - \frac{1}{2} \cos[(70 + 2.5)\text{MHz}]t \\ & \frac{1}{2} \cos(67.5\text{MHz})t - \frac{1}{2} \cos(72.5\text{MHz})t \end{aligned}$$

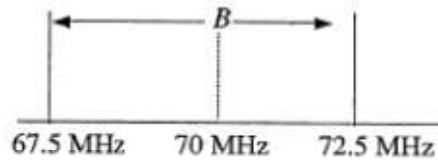
Minimum Nyquist bant genişliği şu olur:

$$F_N = (72.5 - 67.5) \text{ MHz} = 5 \text{ MHz}$$

Baud hızı bant genişliğine eşittir; öyleyse

$$\text{Baud} = 5 \text{ megabaud}$$

Çıkış tayfı aşağıdaki gibidir:



(bastırılmış)

$$F_N = 5 \text{ MHz}$$

Aynı giriş bit iletim hızı için, QPSK modülatörün çıkışını geçirmek için gereken minimum bant genişliğininin, önceki örnek'deki BPSK modülatör için gereken minimum bant genişliğinin yarısına eşit olduğu görülmektedir. Ayrıca QPSK modülatörün baud hızı, BPSK modülatörün baud hızının yarısıdır.

5.2.4.3 QPSK Alıcı

Bir QPSK alıcının blok diyagramı Şekil 5.25'de gösterilmiştir. Güç ayırıcı, giriş QPSK sinyalini I ve Q çarpım dedektörlerine ve taşıyıcıyı tekrar elde etme devresine yönlendirir. Taşıyıcıyı tekrar elde etme devresi; başlangıçtaki gönderme taşıyıcı osilatörü sinyalini tekrar oluşturur. Tekrar elde edilen taşıyıcının frekansı ve fazı, gönderme referans taşıyıcısı ile koherent olmalıdır. QPSK sinyali, I ve Q çarpım dedektörlerinde demodüle edilir; dedektörler, başlangıçtaki I ve Q veri bitlerini üretir. Çarpım dedektörlerinin çıkışları, bit birleştirici devreye beslenerek, paralel I ve Q veri kanallarından, tek ikili çıkış veri akışına dönüştürülür.

Gelen QPSK sinyal, Şekil 5.22'de gösterilen dört olası çıkış fazından herhangi biri olabilir. Demodülasyon sürecini açıklamak için, gelen QPSK sinyalin $-\sin \omega_c t + \cos \omega_c t$ olduğunu varsayalım. Demodülasyon süreci, matematiksel olarak aşağıdaki gibidir.

QPSK alma sinyali $(-\sin \omega_c t + \cos \omega_c t)$, I çarpım dedektörünün girişlerinden biridir. Öteki giriş, tekrar elde edilen taşıyıcıdır $(\sin \omega_c t)$. I çarpım dedektörünün çıkışı şu olur:

$$I = (-\sin \omega_c t + \cos \omega_c t) \times (\sin \omega_c t)$$

$$\text{QPSK giriş sinyali} \quad \text{taşıyıcı}$$

$$= (-\sin \omega_c t) (\sin \omega_c t) + (\cos \omega_c t) (\sin \omega_c t)$$

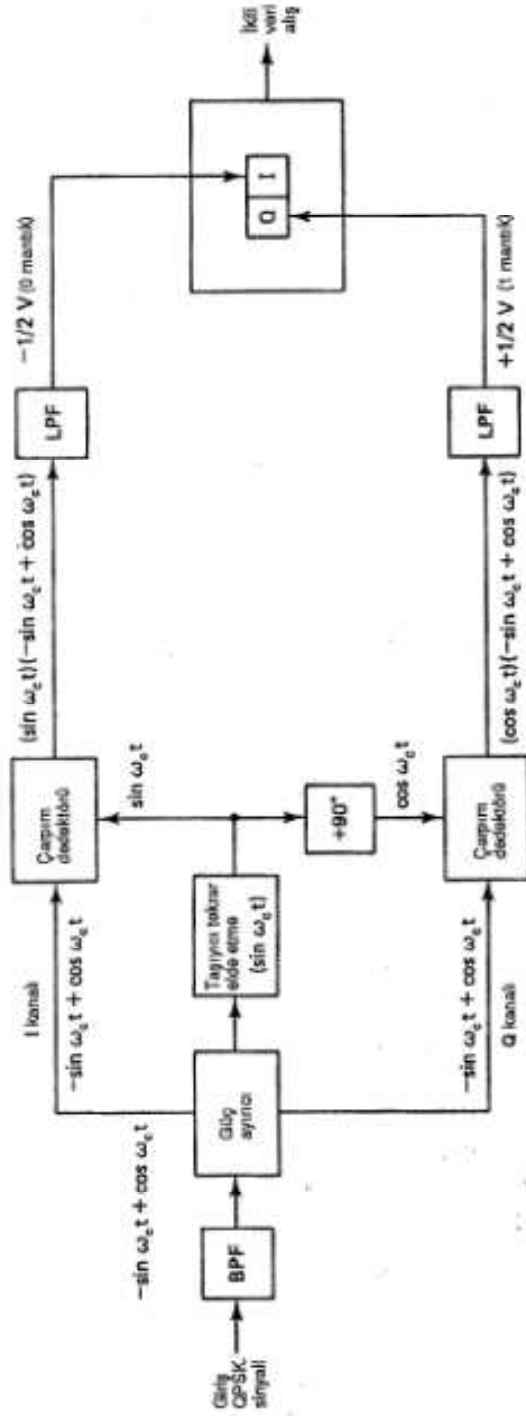
$$= -\sin 2 \omega_c t + (\cos \omega_c t) (\sin \omega_c t)$$

$$= \frac{1}{2} (1 - \cos 2 \omega_c t) + \frac{1}{2} \sin(\omega_c t + \omega_c t) + \frac{1}{2} \sin(\omega_c t - \omega_c t)$$

$$\text{(filtrelenerek kesilir)} \quad \leftarrow \quad \text{(sıfıra eşit olur)}$$

$$1 = -\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2 \omega_c t + \frac{1}{2} \sin 2 \omega_c t + \frac{1}{2} \sin 0$$

$$= \frac{1}{2} \text{ V dc (0 mantık düzeyi)}$$



Şekil 5.25 QPSK Alıcı

Alma QPSK sinyali ($-\sin\omega_c t + \cos\omega_c t$), Q çarpım dedektörünün de girişlerinden biridir. Öteki giriş fazı 90° kaydırılmış tekrar elde edilen taşıyıcıdır ($\cos\omega_c t$). Q çarpım dedektörünün çıkışı şudur:

$$Q = (-\sin\omega_c t + \cos\omega_c t) (\sin\omega_c t)$$

QPSK giriş sinyali taşıyıcı

$$= \cos 2\omega_c t - (\sin\omega_c t)(\cos\omega_c t)$$

$$= -\frac{1}{2}(1 + \cos 2\omega_c t) - \frac{1}{2}\sin(\omega_c t + \omega_c t) - \frac{1}{2}(\omega_c t - \omega_c t)$$

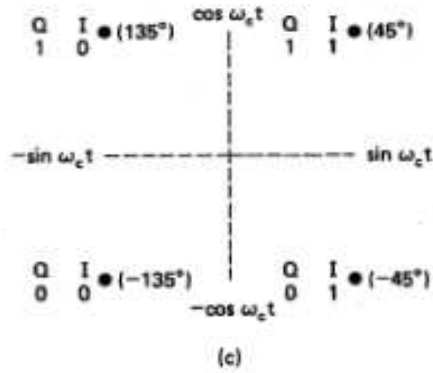
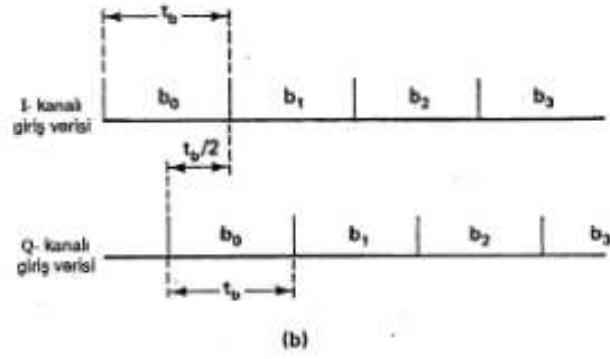
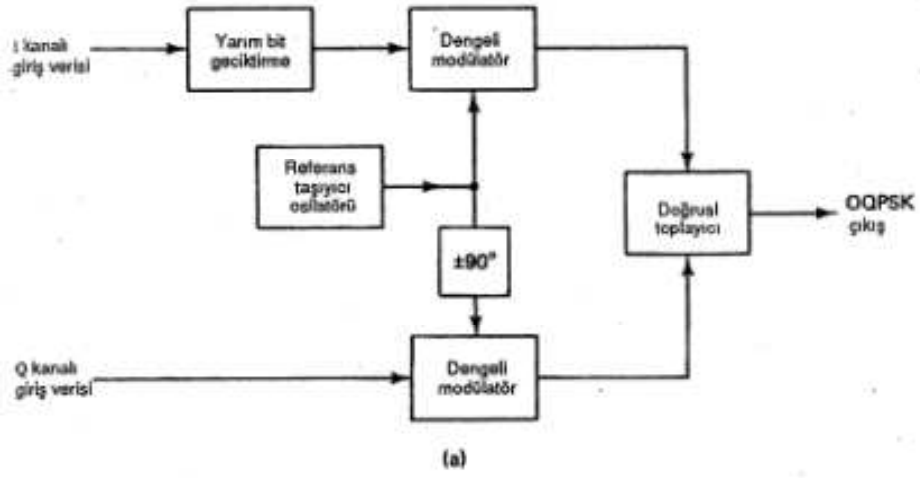
$$\begin{aligned} & \text{(filtrelenerek kesilir)} \quad \leftarrow \quad \text{(sıfıra eşit olur)} \\ 1 &= -\frac{1}{2} + \frac{1}{2}\cos 2\omega_c t + \frac{1}{2}\sin 2\omega_c t - \frac{1}{2}\sin 0 \\ &= -\frac{1}{2} \text{ V dc (1 mantık düzeyi)} \end{aligned}$$

Demodüle edilmiş I ve Q bitleri (sırasıyla 1 ve 0), Şekil 5.22’de gösterilen QPSK modülatörün konstelasyon diyagramına ve doğruluk tablosuna karşılık gelmektedir.

5.2.4.4 Ofset QPSK

Ofset QPSK (OQPSK), I ve Q kanallarındaki bit dalga biçimlerinin birbirlerinden bir bit süresinin yarısı kadar kaydırıldığı, üzerinde değişiklik yapılmış bir QPSK biçimidir.

Şekil 5.26, bir OQPSK modülatörün basitleştirilmiş blok diyagramını, bit sırasının hizasını ve konstelasyon diyagramını göstermektedir. I kanalındaki değişiklikler Q kanalı bitlerinin orta noktalarında meydana geldiği için, dibit kodunda hiçbir zaman tek bir bit değişiklikten fazlası olmaz; bu nedenle, çıkış fazından hiçbir zaman 90° ’ den fazla kayma oluşmaz. Klasik QPSK’de, giriş dibitinde 00’dan 11’e ya da 01’den 10’a bir değişiklik, çıkış fazından buna karşılık gelen 180° lik bir kaymaya neden olur.



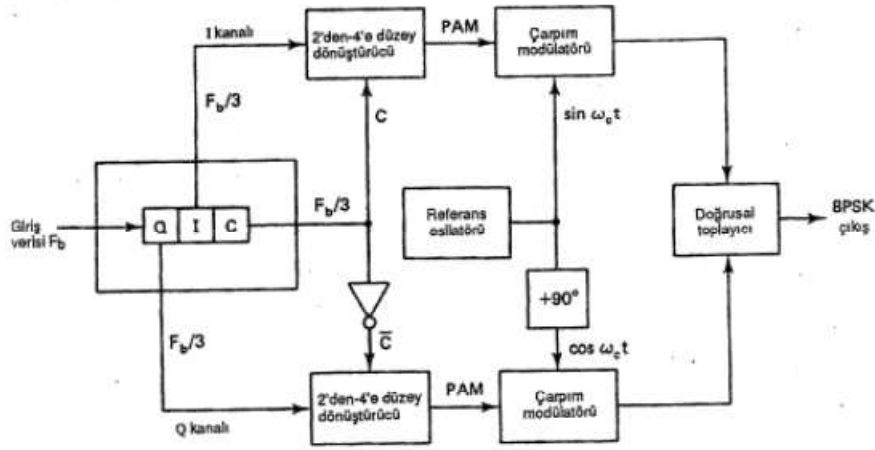
Şekil 5.26 ofset anahtarlamalı PSK (QPSK) a) blok diyagramı, b) bit ayarı, c) konstelasyon diyagramı

Dolayısıyla OQPSK'nin bir avantajı, modülasyon sırasında QPSK'ye oranla daha sınırlı bir faz kayması gerektirmesidir. OQPSK'nin bir dezavantajı, çıkış fazındaki değişikliklerin, I ya da Q

kanalındaki veri hızının iki katı bir meydana gelmesidir. Sonuç olarak, belli bir bit iletim hızı için OQPSK'nin baudu ve minimum bant genişliği, kalsik QPSK'ninkinin iki katıdır. OQPSK'ye bazen OKQPSK (ofset anahtarlamalı PSK) denir.

5.2.4.5 sekiz Fazlı PSK

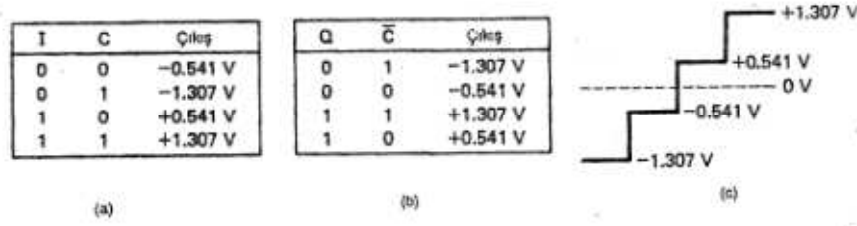
Sekiz fazlı PSK (8PSK), $M=8$ olan M -li bir kodlama tekniğidir. 8PSK modülatörde, sekiz olası çıkış fazı vardır. Sekiz farklı fazı kodlamak için, gelen bitler 3 bitlik gruplar halinde değerlendirilir; bu üç bitlik gruplara Tribit (üçlü bit) ($2^3=8$) denir.



Şekil 5.27 8PSK Modülatör

8PSK Verici: 8PSK modülatörün blok diyagramı Şekil 5.27de gösterilmiştir. Gelen seri bit akışı bit ayırıcıya girerek paralel, üç kanallı bir çıkışa dönüştürülür (I ya da aynı-faz kanalı, Q ya da dik-açı kanalı ve C ya da kontrol kanalı). Dolayısıyla üç kanalın her birindeki bit iletim hızı $F_b/3$ 'dür. I ve C kanallarındaki bitler, I kanalının 2'den -4'e düzey dönüştürücüsüne; Q ve C kanallarındaki bitler ise Q kanalının 2'den -4'e düzey dönüştürücüsüne girer. Temel olarak 2'den -4'e düzey dönüştürücüler, paralel girişli sayısal-analog dönüştürücülerdir (DAC'ler). 2 giriş biti ile dört çıkış gerilimi mümkün olur. DAC'lerin algoritması oldukça basittir. I ya da Q biti, analog çıkış sinyalinin polaritesini belirler (1 mantık düzeyi = + V ve 0 mantık düzeyi = - V); C ya da \bar{C} biti ise büyüklüğü belirler (1 mantık düzeyi = 1.307 V ve 0 mantık düzeyi = 0.541 V). Dolayısıyla iki büyüklük ve iki polarite ile, dört farklı çıkış durumu mümkün olur.

Şekil 5.28, 2'den -4'e düzey dönüştürücülerin doğruluk tablosunu ve buna karşılık gelen çıkış durumlarını göstermektedir. C ve \bar{C} bitleri hiçbir zaman aynı mantık durumunda olamayacağı için, I ve Q, 2'den -4'e düzey dönüştürücülerin çıkışları hiçbir zaman aynı büyüklüğe sahip olamazlar; buna karşılık, çıkışların polariteleri aynı olabilir. 2'den -4'e düzey dönüştürücünün çıkışı, M=4 olan M-li darbe genlik modülasyonlu (PAM) bir sinyaldir.



Şekil 5.28 I kanalının ve Q kanalının 2'den -4'e düzey dönüştürücüleri; a)I kanalı doğruluk tablosu, b)Q kanalı doğruluk tablosu c)PAM düzeyleri

ÖRNEK:

Q=0, I=0 ve C=0 (000) olan bir üçlü bit girişi için, Şekil 5.27'de gösterilen 8PSK modülatörün çıkış fazını bulun.

ÇÖZÜM:

I kanalının 2'den -4'e düzey dönüştürücüsünün girişleri I=0 ve C=0'dır. Şekil 5.28'den çıkışın -0.541 V olduğu görülmektedir. Q kanalının 2'den -4'e düzey dönüştürücüsünün girişleri, Q=0 ve C=1'dir. Gene Şekil 5.28'den çıkışın -1.307 V olduğu görülmektedir.

Demek ki I kanalı çarpım modülatörünün iki girişi -0.541 ve $\sin \omega_c t$ 'dir. Çıkış şu olur:

$$I = (-0.541) (\sin \omega_c t) = -0.541 \sin \omega_c t$$

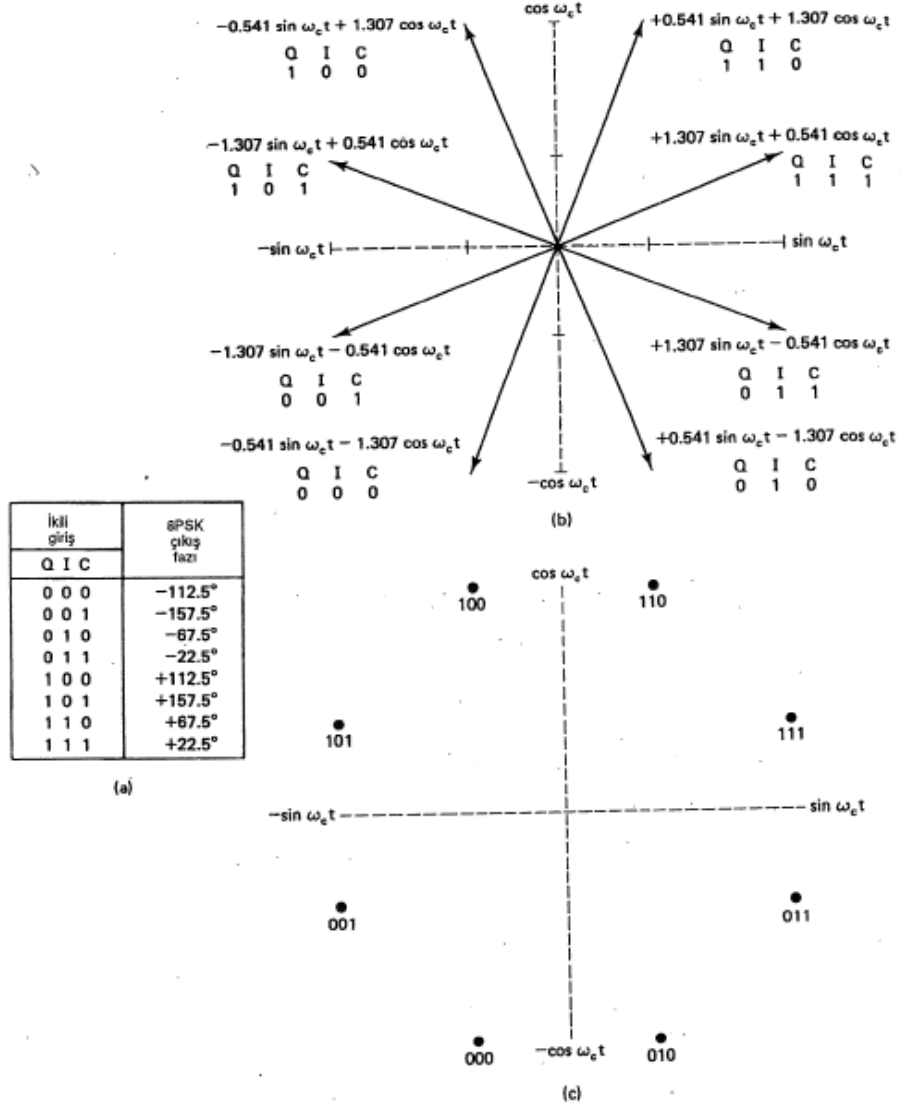
Q kanalı çarpım modülatörünün iki girişi, -1.307 ve $\cos \omega_c t$ 'dir. Çıkış şu olur:

$$Q = (-1.307) (\cos \omega_c t) = -1.307 \cos \omega_c t$$

I kanalı ve Q kanalı çarpım modülatörlerinin çıkışları doğrusal toplayıcıda birleştirilir ve şu modülasyonlu çıkışı üretirler:

$$\begin{aligned} \text{Toplayıcı çıkışı} &= -0.541 \sin \omega_c t - 1.307 \cos \omega_c t \\ &= 1.41 \sin \omega_c t - 112.5^\circ \end{aligned}$$

Kalan üçlü bit kodları için (001, 010, 011, 100, 101, 110 ve 111) yapılması gereken işlemler aynıdır. Sonuçlar Şekil 5.29'da gösterilmiştir.

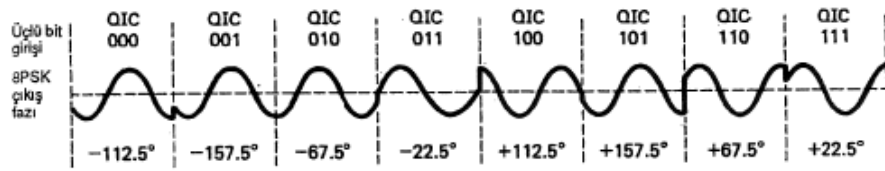


Şekil 5.29 8PSK modülatör a)doğruluk tablosu, b)fazör diyagramı, c)konstelasyon diyagramı

Şekil 5.29'dan herhangi iki fazörün arasındaki açısal farkın 45° (QPSK'deki açısal farkın yarısı) olduğu görülmektedir. Bu nedenle, bir 8PSK sinyal iletim sırasında hemen hemen $\pm 22.5^\circ$ lik bir faz kaymasına uğrayıp, gene de doğru bilgiyi koruyabilir. Ayrıca, her fazör aynı büyüklüktedir; üçlübit durumu (gerçek bilgi) gene yalnızca

sinyalin fazında içerilir. 1.307 ve 0.541'lik PAM düzeyleri nispi değerlerdir. Oranları 0.541/1.307, ark tanjantları ise 22.5° ye eşit olduğu sürece, herhangi bir düzey kullanılabilir. Örneğin, değerleri ikiye katlanarak 2.614 ve 1.802 olsa, sonuçta oluşan faz açıları değişmez; buna karşılık, fazörün büyüklüğü orantılı olarak artar. Şu noktaya da dikkat edilmelidir: tribit kodun, komşu iki faz arasında yalnızca bir biti değişir. Bu tür koda Grey kodu ya da bazen maksimum mesafe kodu denir. Bu kod, iletim hatalarının sayısını azaltmak için kullanılır. Bir sinyal, iletim sırasında faz kaymasına uğrayacak olursa, büyük bir ihtimalle komşu fazörlerden birine kayacaktır. Grey kodu kullanıldığı takdirde, yalnızca tek bir bit hatalı alınabilir.

Şekil 5.30, 8PSK modülatörün zamana bağlı çıkış fazını göstermektedir.

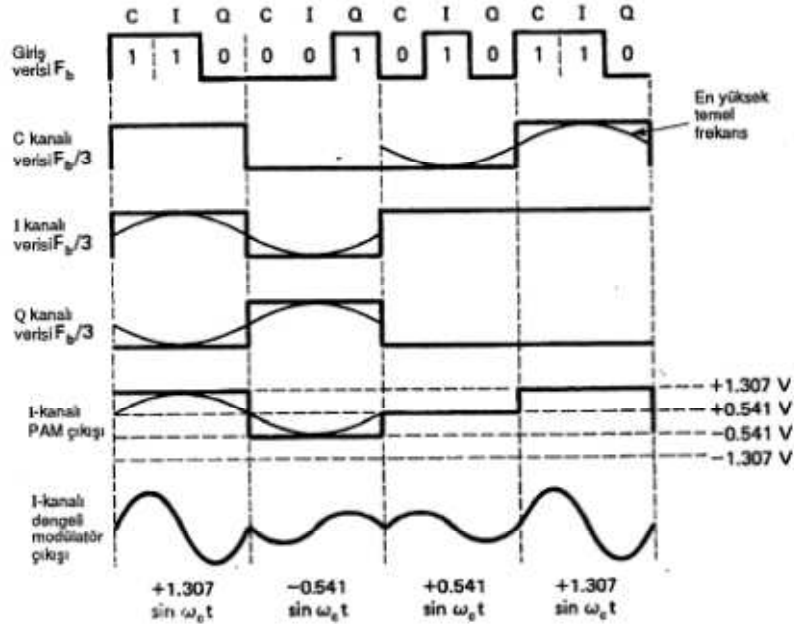
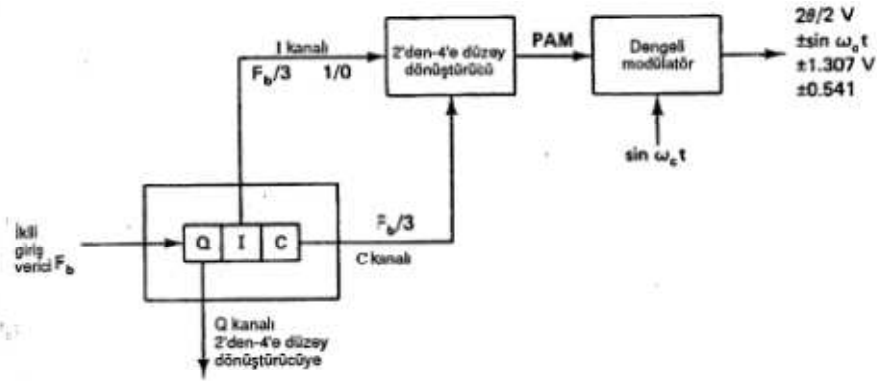


Şekil 5.30 8PSK modülatörde zamana bağlı çıkış fazı.

5.2.4.6 8PSK Bant Genişliğinde Göz Önünde Bulundurulması Gereken Hususlar

8PSK' de, veri üç kanala bölündüğünden, I, Q ya da C kanalındaki bit iletim hızı, ikili giriş veri hızının üçte birine eşittir ($F_b/3$). (Bit ayırıcı, I, Q ve C bitlerini, giriş bit uzunluklarının üç katına uzatır.) I, Q ve C bitleri aynı zamanda ve paralel çıkış yaptığından, 2' den - 4' e düzey dönüştürücülerin girişlerinde de (ve dolayısıyla çıkışlarında da) $F_b/3$ lük bir hızda değişiklik meydana gelir.

Şekil 5.31: a) ikili giriş verileri, b) I kanalı, Q kanalı ve C kanalı verileri c) I ve Q PAM sinyalleri arasındaki bit zamanlama ilişkisini göstermektedir. I,Q ya da C kanalındaki en yüksek temel frekansın, ikili giriş bit iletim hızının altıda birine eşit olduğu görülmektedir (I, Q ya da C kanalındaki bir çevrimin süresi, altı giriş bitinin süresine eşittir). Ayrıca, her bir PAM sinyaldeki en yüksek temel frekans da ikili giriş bit iletim hızının altıda birine eşittir.



Şekil 5.31 8PSK modülörün Bant Genişliğinde Göz Önünde Bulundurulması Gereken Hususlar.

8PSK modülörde, her 3 veri giriş biti için çıkışta tek bir faz değişikliği olur. Dolayısıyla, 8PSK'nin baudu $F_b/3$ 'e eşittir; $F_b/3$ minimum bant genişliğidir. Dengeli modülörler çarpım modülörleridir; çıkışları, taşıyıcının ve PAM sinyalin çarpımıdır. Dengeli modülörlerin çıkışı matematiksel olarak şöyle ifade edilir:

$$\theta = (x \sin \omega_a t) (\sin \omega_c t)$$

Burada

$$\omega_a t = 2\pi \frac{F_b t}{6}$$

Modüle edici sinyal

ve

$$\omega_c t = 2\pi F_c t$$

taşıyıcı

ve

$$X = \pm 1.307 \text{ ya da } \pm 0.541$$

Böylece

$$\theta = \left(X \sin 2\pi \frac{F_b t}{6} \right) (\sin 2\pi F_c t)$$

$$= \frac{X}{2} \cos 2\pi \left(F_c - \frac{F_b}{6} \right) t - \frac{X}{2} \cos 2\pi \left(F_c + \frac{F_b}{6} \right) t$$

Çıkış frekans tayfı $F_c + F_b/6$ ile $F_c - F_b/6$ arasındadır ve minimum bant genişliği (F_N) şudur:

$$\left(F_c - \frac{F_b}{6} \right) - \left(F_c + \frac{F_b}{6} \right) = \frac{2F_b}{6} = \frac{F_b}{3}$$

ÖRNEK:

Giriş veri hızı (F_b) 10 Mbps, taşıyıcı frekansı 70 MHz olan bir 8PSK modülatörde, minimum çift-terafli Nyquist bant genişliğini (F_N) ve baudu bulun. Ayrıca sonuçları, önceki örneklerdeki BPSK ve QPSK modülatörlerin sonuçlarıyla karşılaştırın. Modülatör modeli olarak Şekil 5.272de gösterilen 8PSK modülatörün blok diyagramını kullanın.

ÇÖZÜM:

I, Q ve C kanallarındaki bit iletim hızı, giriş bit iletim hızının üçte birine eşittir, yani:

$$F_{bc} = F_{bQ} = F_{bl} = \frac{10 \text{ Mbps}}{3} = 3.33 \text{ Mbps}$$

Bu nedenle, dengeli modülatörlerin girişinde gerçekleşen en hızlı değişim hızı ve en yüksek temel frekans şu olur:

$$F_a = \frac{F_{bc}}{2} \text{ ya da } \frac{F_{bQ}}{2} \text{ ya da } \frac{F_{bl}}{2} = \frac{3.33 \text{ Mbps}}{2} = 1.667 \text{ Mbps}$$

Dengeli modülatörün çıkış dalgası şudur:

$$(\sin 2\pi F_a t) (\sin 2\pi F_c t)$$

$$\frac{1}{2} \cos 2\pi (F_c - F_a)t - \frac{1}{2} \cos 2\pi (F_c + F_a)t$$

$$\frac{1}{2} \cos 2\pi [(70 - 1.667)\text{Mhz}]t - \frac{1}{2} \cos 2\pi [(70 + 1.667)\text{MHz}]t$$

$$\frac{1}{2} \cos 2\pi (68.333 \text{ MHz})t - \frac{1}{2} \cos 2\pi (71.667 \text{ MHz})t$$

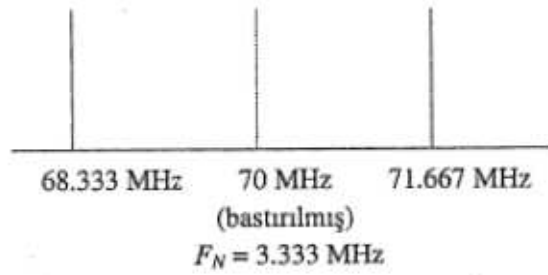
Minumum Nyquist bant genişliği şudur:

$$F_N = (71.667 - 68.333)\text{MHz} = 3.333 \text{ MHz}$$

Burada da baud bant genişliğine eşittir; böylece

Baud=3.333 megabaud

Çıkış tayfı aşağıdaki gibidir:

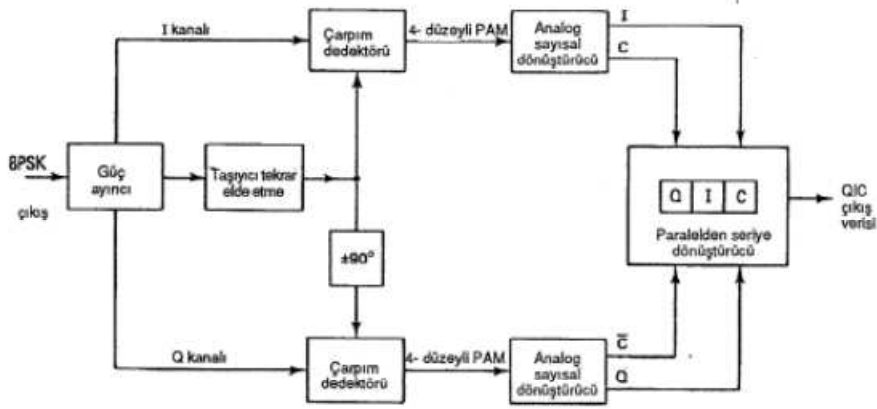


Aynı giriş bit iletim hızında, 8PSK modülatörün çıkışını geçirmek için gereken bant genişliğinin, BPSK modülatörün çıkışını geçirmek için gereken minimum bant genişliğinin üçte birine eşit olduğu; QPSK modülatörün çıkışını geçirmek için gereken minimum bant genişliğinden ise %50 daha az olduğu görülmektedir. Ayrıca, her durumda baud hızı aynı anda oranda azalmıştır.

5.2.4.7 8PSK Alıcı

Şekil 5.32, 8PSK alıcının blok diyagramını göstermektedir. Güç ayırıcı, giriş 8PSK sinyalini I ve Q çarpım dedektörlerine ve taşıyıcı tekrar elde etme devresine yönlendirir. Taşıyıcıyı tekrar elde etme devresi, başlangıçtaki referans osilatörü sinyali tekrar oluşturur. Gelen 8PSK sinyal, I çarpım dedektöründe tekrar elde edilmiş taşıyıcı ile; Q çarpım dedektöründe ise dik-açılı (kuadratür) bir taşıyıcı ile karıştırılır. Çarpım dedektörlerinin çıkışları, 4'den - 2'ye düzey

Analog/sayısal dönüştürücülere (ADC'lere) beslenen 4 düzeyli PAM sinyallerdir I kanalının 4'den 2'ye düzey dönüştürücüsünün çıkışları I ve C bitleridir; Q kanalının 4'den - 2'ye dönüştürücüsünün çıkışları ise Q ve C bitleridir. Paralel-giriş/seri-çıkış mantık devresi, I/C ve Q/C bit çiftlerini I, Q ve C çıkış veri akışlarına dönüştürülür.



Şekil 5.32 8PSK Alıcı

5.2.5 Dik-Açı (Kuadratür) genlik Modülasyonu (QAM)

Dik-açı (kuadratür) genlik modülasyonu (QAM) sayısal bilginin iletilen taşıyıcının hem genliğinde hem de fazında içerildiği bir sayısal modülasyon biçimidir.

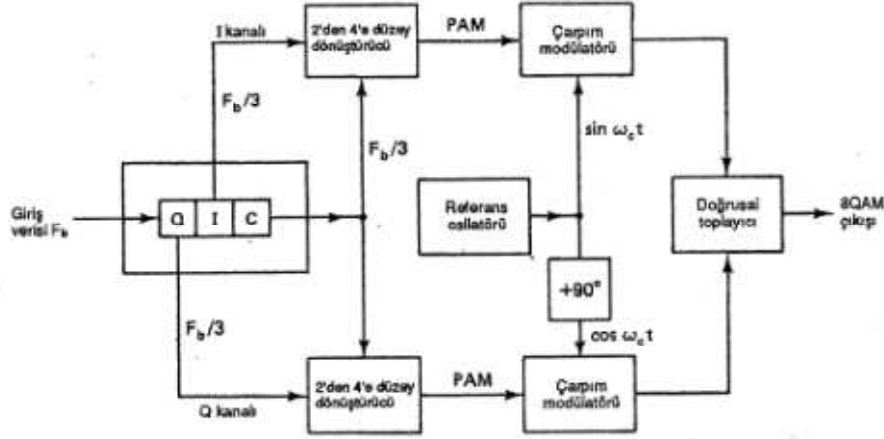
5.2.5.1 Sekiz QAM

Sekiz QAM (8QAM), M=8 olan M-li bir kodlama tekniğidir. 8PSK'nin aksine, 8QAM bir modülatörün çıkış sinyali sabit-genlik bir sinyal değildir.

5.2.5.2 8QAM Verici:

Şekil 5.33, 8QAM vericinin blok diyagramını göstermektedir. Görebileceğiniz gibi, 8QAM verici ile Şekil 5.27'de gösterilen 8PSK verici arasındaki tek fark, C kanalı ile Q çarpım modülatörü arasına tersleyicinin konulmuş olmasıdır. 8PSK'de olduğu gibi, 8QAM'de de gelen veri üçlü gruplara (tribitlere) bölünür: üçlü grup, bit iletim hızı gelen veri iletim hızının üçte birine eşit olan I, Q ve C kanallarına karşılık gelir. QAM'de de, I ve Q bitleri 2'den -4'e düzey dönüştürücülerin çıkışındaki PAM sinyalin polaritesini belirler; C kanalı ise büyüklüğü belirler. C biti hem I kanalının hem Q kanalının 2'den -4'e düzey dönüştürücülerine terslenmeden beslendiği için, I ve

Q PAM sinyallerinin büyüklükleri her zaman birbirine eşittir. Sinyallerin polariteleri I ve Q bitlerinin mantık durumuna bağlıdır; dolayısıyla, polariteler farklı olabilir. Şekil 13-27, I kanalının ve Q kanalının 2'den -4'e düzey dönüştürücülerinin doğruluk tablosunu göstermektedir; tablolar aynıdır.



Şekil 5.33 8QAM Vericinin blok diyagramı

ÖRNEK:

Q=0, I=0 ve C=0 (000) olan bir üçlü bit girişi için, Şekil 5.33'de gösterilen 8QAM modülatörün çıkış genliği ve fazını bulun.

ÇÖZÜM:

I kanalının 2'den -4'e düzey dönüştürücüsünün girişleri, I=0 ve C=0'dır. Şekil 5.34'den, Çıkışın -0.541 V olduğu görülmektedir. Q kanalının 2'den -4'e düzey dönüştürücüsünün girişleri, Q=0 ve C=0'dır. Gene Şekil 5.34'den, çıkışın -0.541 V olduğu görülür.

I/Q	C	Çıkış
0	0	-0.541
0	1	-1.307 V
1	0	+0.541
1	1	+1.307 V

Şekil 5.34 I ve Q kanalının 2'den -4'e düzey dönüştürücülerinin doğruluk tablosu

Öyleyse I kanalı çarpım modülatörünün iki girişi, -0.541 ve $\sin \omega_c t$ olur.

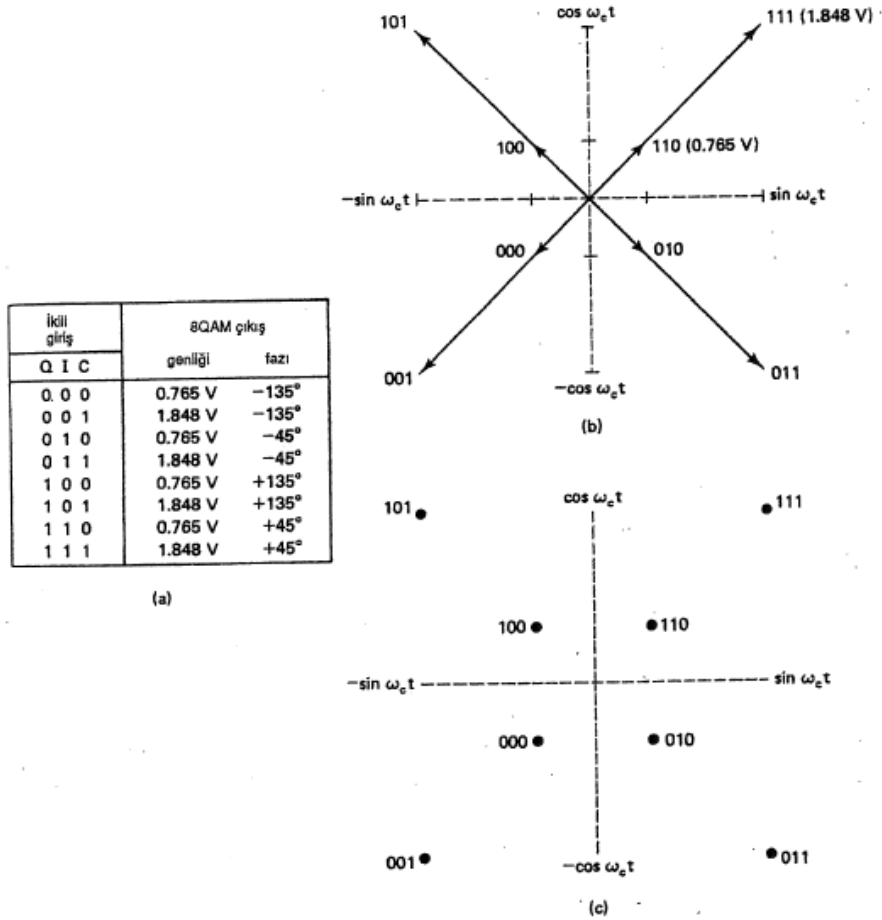
Çıkış şudur:

$$I = (-0.541)(\sin \omega_c t) = -0.541 \sin \omega_c t$$

Q kanalı çarpım modülatörlerine iki giriş: -0.541 ve $\cos \omega_c t$ olur. Çıkış şudur:

$$Q = (-0.541)(\cos \omega_c t) = -0.541 \cos \omega_c t$$

ŞEKİL 13-27 I kanalının ve Q kanalının 2'den -4'e düzey dönüştürücülerinin doğruluk tablosu.



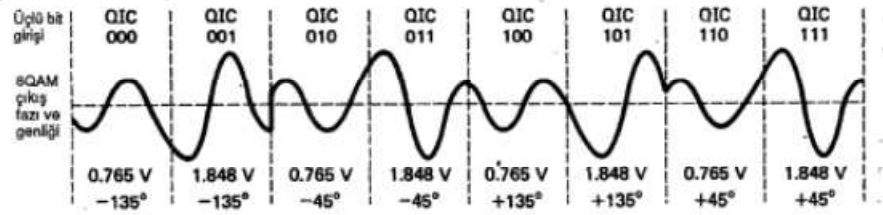
Şekil 5.35 8QAM modülatör; a) doğruluk tablosu, b) fazör diyagramı, c) konstelasyon diyagramı

I kanalı ve Q kanalı çarpım modülatörlerinin çıkışları doğrusal toplayıcıda birleştirilir ve şu modülasyonlu çıkışı üretirler:

$$\text{Doğrusal toplayıcı} = -0.541 \sin \omega_c t - 0.541 \cos \omega_c t$$

$$= 0.765 \sin \omega_c t - 135^\circ$$

Kalan üçlü bit kodları için(001, 010, 011, 100, 101, 110 ve 111) yapılması gereken işlemler aynıdır. Sonuçlar Şekil 5.35’de gösterilmiştir. Şekil 5.36, 8QAM modülatörün zamana bağlı çıkış fazını göstermektedir. İki çıkış genliğinin mevcut olduğuna ve yalnızca dört fazın mümkün olduğuna dikkat edin.



Şekil 5.36, 8QAM’de zamana bağlı çıkış fazı ve genliği

8QAM Bant genişliğinde göz önünde bulundurulması gereken hususlar: 8PSK’de olduğu gibi, 8QAM’de I ve Q kanallarındaki bit iletim hızı, giriş ikili iletim hızınının üçte biridir. Sonuç olarak 8QAM’daki en yüksek temel modüle edici frekans ve en hızlı çıkış değişim hızı 8PSK’ninkiler ile aynıdır. Dolayısıyla, 8QAM için gereken minimum bant genişliği $F_b/3$ ’dür; bu da 8PSK’ninki ile aynıdır.

5.2.5.2 8QAM Alıcı:

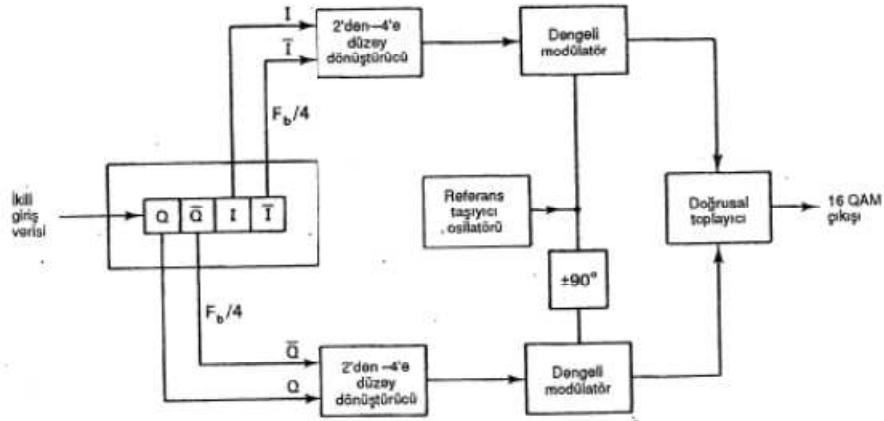
8QAM alıcı, Şekil 5.32’de gösterilen 8PSK alıcıyla hemen hemen özdeştir. Aradaki farklar, çarpım dedektörlerinin çıkışındaki PAM düzeyleri ve Analog/sayısal dönüştürücülerin çıkışındaki ikili sinyallerdir. 8QAM’nin olası iki gönderme genliğinin değerleri, 8PSK’deki gönderme genliklerinden farklı olduğu için, 8QAM’deki dört demodüle edilmiş PAM düzeyi, 8PSK’dekilerden farklıdır. Bu nedenle, Analog/sayısal dönüştürücülerinin dönüştürme faktörü de farklı olmalıdır. Ayrıca 8QAM’de, I kanalı Analog/sayısal dönüştürücünün ikili çıkış sinyalleri I ve C bitleridir; Q kanalı Analog sayısal/dönüştürücünün ikili çıkış sinyalleri I ve C bitleridir; Q kanalı Analog sayısal/dönüştürücünün ikili çıkış sinyalleri ise Q ve C bitleridir.

5.2.5.3 ON ALTI QAM

16PSK gibi 16QAM de $M=16$ olan M-li bir sistemdir. Giriş verileri dörtlük gruplara ($2^4 = 16$) bölünür. 8QAM’de olduğu gibi gönderme taşıyıcısının hem fazı hem de genliği değiştirilir.

5.2.5.4 16QAM Verici

16QAM vericinin blok diyagramı Şekil 5.37’de gösterilmiştir. Giriş ikili verileri dört kanala bölünmüştür: I, \bar{I} , Q ve \bar{Q} . Her bir kanaldaki bit iletim hızı, giriş bit iletim hızının dört te birine eşittir ($f_b/4$). Dört bit, bit ayırıcıya seri olarak verilir; sonra bu bitler aynı zamanda I, \bar{I} , Q ve \bar{Q} kanallarıyla paralel olarak çıkarlar. I ve Q bitleri, 2’den -4’e düzey dönüştürücülerinin çıkışındaki polariteyi belirler (1 mantık düzeyi=pozitif ve 0 mantık düzeyi= negatif). I ve Q bitleri, büyüklüğü belirler (1 mantık düzeyi=0.821 V ve 0 mantık düzeyi= 0.22 V) Dolayısıyla, 2’den -4’e düzey dönüştürücüler, 4 düzeyli bir PAM sinyal üretirler. Her bir 2’den -4’e düzey dönüştürücünün çıkışında, iki polarite ile iki büyüklük mümkündür. Bu polarite ve genlikler $\pm 0.22V$ ve $\pm 0.821 V$ ’tur. PAM sinyaller, çarpım modlatörlerinde aynı fazda ve dik-açılı (kuadratür) taşıyıcıları modüle ederler.



Şekil 5.37 16 QAM vericinin blok diyagramı

Her çarpım modülatöründe dört çıkış mümkündür. I çarpım modülatöründe bu çıkışlar, $+0.821 \sin \omega_c t$, $-0.821 \sin \omega_c t$, $+0.22 \sin \omega_c t$ ve $-0.22 \sin \omega_c t$, Q çarpım modülatöründe ise $+0.821 \cos \omega_c t$, $+0.22 \cos \omega_c t$, $-0.821 \cos \omega_c t$ ve $-0.22 \cos \omega_c t$ ’dir. Doğrusal toplayıcı, I kanalı ve Q kanalı çarpım modülatörlerinin çıkışlarını birleştirir ve 16QAM için gerekli 16 çıkış durumunu üretir. Şekil 5.38, I kanalının ve Q kanalının 2’den -4’e düzey dönüştürücülerinin doğruluk tablosunu göstermektedir.

I	\bar{I}	Çıkış
0	0	-0.22 V
0	1	-0.821 V
1	0	+0.22 V
1	1	+0.821 V

(a)

Q	\bar{Q}	Çıkış
0	0	-0.22 V
0	1	-0.821 V
1	0	+0.22 V
1	1	+0.821 V

(b)

Şekil 5.38 I kanalının ve Q kanalının 2'den -4'e düzey dönüştürücülerinin doğruluk tabloları; a)I kanalı b)Q kanalı

16QAM Bant genişliğinde göz önünde bulundurulması gereken hususlar: 16QAM'de giriş verileri dört kanala bölündüğü için, I, \bar{I} , Q ve \bar{Q} kanallarındaki bit iletim hızı, ikili giriş veri hızının dörtte birine eşit olur ($F_b/4$). (Bit ayırıcı I, I, Q ve \bar{Q} bitlerini giriş bit uzunluklarının dört katına çıkarır.) Ayrıca, I, \bar{I} , Q ve \bar{Q} bitlerinin çıkışları aynı anda ve paralel olarak gerçekleştiği için, 2'den -4'e düzey dönüştürücülerin girişlerinde ve çıkışlarındaki değişiklik hızı da giriş veri hızının dörtte birine eşittir. Şekil 5.39, ikili giriş verileri; I, I, Q ve \bar{Q} kanal verileri ve PAM sinyaller arasındaki bit zamanlama ilişkisini göstermektedir. I, I, Q ve \bar{Q} kanallarındaki en yüksek temel frekansın, ikili giriş veri bit iletim hızının sekizde birine eşit olduğu görülebilir (I, I, Q ve \bar{Q} kanallarındaki bir çevrimin süresi, 8 giriş bitinin süresine eşittir). Ayrıca, her bir PAM sinyalin en yüksek temel frekansı, ikili giriş bit iletim hızının sekizde birine eşittir.

16QAM modülatörde, her 4 giriş veri biti için çıkış sinyalinde bir değişiklik meydana gelir (sinyalin ya fazında, ya genliğinde ya da her ikisinde birden). Dolayısıyla, baud hızı $F_b/4$ 'e eşit olur; bu da minimum bant genişliği ile aynıdır.

Ayrıca, dengeli modülatörler çarpım modülatörleridir ve çıkışları matematiksel olarak şöyle ifade edilir.

$$\theta = (X \sin \omega_a t) (\sin \omega_c t)$$

Burada

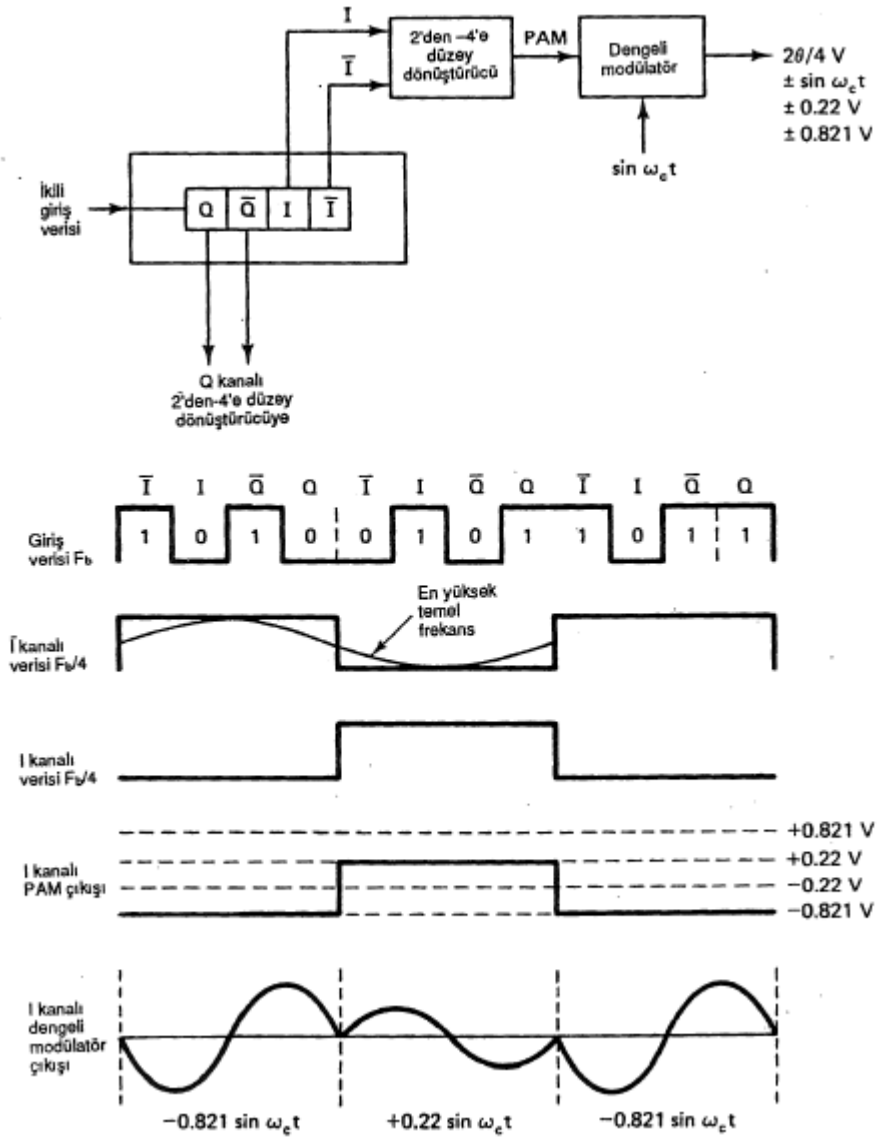
$$\omega_a t = 2\pi \frac{F_b t}{8} \quad \text{ve} \quad \omega_c t = 2\pi F_c t$$

Modüle edici sinyal

taşıyıcı

Ve

$$X = \pm 0.22 \text{ ya da } \pm 0.821$$



Şekil 5.39 16QAM Bant genişliğinde göz önünde bulundurulması gereken hususlar

Böylece

$$\begin{aligned} \theta &= \left(X \sin 2\pi \frac{F_b t}{8} \right) (\sin 2\pi F_c t) \\ &= \frac{X}{2} \cos 2\pi \left(F_c - \frac{F_b}{8} \right) t - \frac{X}{2} \cos 2\pi \left(F_c + \frac{F_b}{8} \right) t \end{aligned}$$

Çıkış frekans tayfı $F_c + F_b/8$ ile $F_c - F_b/8$ arasında olur ve minimum bant genişliği şudur:

$$\left(F_c + \frac{F_b}{8}\right) - \left(F_c - \frac{F_b}{8}\right) = \frac{2F_b}{8} = \frac{F_b}{4}$$

ÖRNEK:

Giriş veri iletim hızı (F_b) 10 Mbps, taşıyıcı frekansı 70 MHz olan bir 16QAM modülatörün minimum çift-terafli Nyquist bant genişliğini (F_N) ve baud hızını bulun. Ayrıca sonuçları, önceki örneklerdeki BPSK, QPSK ve 8PSK modülatörlerin sonuçlarıyla karşılaştırın. Modülatör modeli olarak Şekil 5.33'de gösterilen 16QAM modülatörün blok diyagramını kullanın.

ÇÖZÜM:

I, \bar{I} , Q, ve \bar{Q} kanallarındaki bit iletim hızı, giriş bit iletim hızının dörtte birine eşittir, yani

$$F_{bI} = F_{b\bar{I}} = F_{bQ} = F_{b\bar{Q}} = \frac{F_b}{4} = \frac{10 \text{ Mbps}}{4} = 2.5 \text{ Mbps}$$

Dolayısıyla, her bir dengeli modülatörün girişinde gerçekleşen en hızlı değişim hızı ve en yüksek temel frekans şudur:

$$F_a = \frac{F_{bI}}{4} \text{ ya da } \frac{F_{b\bar{I}}}{2} \text{ ya da } \frac{F_{bQ}}{2} \text{ ya da } \frac{F_{b\bar{Q}}}{2} = \frac{2.5 \text{ Mbps}}{2} = 1.25 \text{ Mhz}$$

Dengeli modülatörün çıkış dalgası şudur:

$$(\sin 2\pi F_a t) (\sin 2\pi F_c t)$$

$$\frac{1}{2} \cos 2\pi (F_c - F_a)t - \frac{1}{2} \cos 2\pi (F_c + F_a)t$$

$$\frac{1}{2} \cos 2\pi [(70 - 1.25)\text{MHz}]t - \frac{1}{2} \cos 2\pi [(70 + 1.25)\text{MHz}]t$$

$$\frac{1}{2} \cos 2\pi (68.75 \text{ MHz}) t - \frac{1}{2} \cos 2\pi (71.25 \text{ MHz})t$$

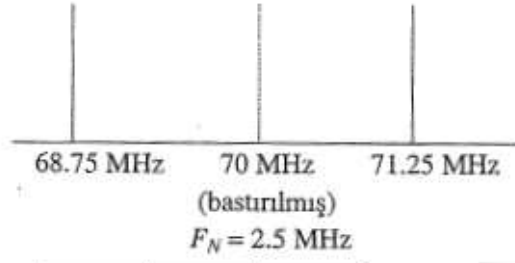
Minimum Nyquist bant genişliği şudur:

$$F_N = (71.25 - 68.75) \text{ MHz} = 2.5 \text{ MHz}$$

Baud hızı, bant genişliğine eşittir; böylece

$$\text{Baud} = 2.5 \text{ megabaud}$$

Çıkış tayfı aşağıdaki gibidir:



Aynı giriş bit iletim hızı için, 16QAM modülatörün çıkışını geçirmek için gereken minimum bant genişliği, BPSK modülatörün çıkışını geçirmek için gereken minimum bant genişliğinin dörtte birine, QPSK modülatör için gereken minimum bant genişliğinin yarısına ve 8PSK modülatör için gereken minimum bant genişliğinin dörtte üçüne eşit olur. Her modülasyon tekniğinde, baud da aynı oranlarda azalır.

5.3. Bant Genişliği Verimliliği

Bant Genişliği verimliliği (ya da bazen dendiği gibi bilgi yoğunluğu), çoğunlukla bir sayısal modülasyon tekniğinin performansını bir başkası ile karşılaştırmada kullanılır. Temel olarak bant genişliği verimliliği, belli bir modülasyon tekniği de bit iletim hızının gereken minimum bant genişliğine oranıdır. Bant genişliği verimliliği genellikle 1 Hz' lik bir bant genişliğine normalleştirilir; dolayısıyla, bant genişliğinin her hertz'i için bir ortamda iletilebilecek bit sayısını gösterir. Bant genişliği verimliliği, matematiksel olarak şöyle ifade edilir:

$$\begin{aligned} \text{BW verimliliği} &= \frac{\text{iletim hızı (bps)}}{\text{minimum bant genişliği (Hz)}} \\ &= \frac{\text{bit/saniye}}{\text{hertz}} = \frac{\text{bit/saniye}}{\text{çevrim/saniye}} = \frac{\text{bit}}{\text{çevrim}} \end{aligned}$$

ÖRNEK:

Şu modülasyon tekniklerinin bant genişliği verimliliklerini bulun: BPSK, QPSK, 8PSK ve 16QAM.

ÇÖZÜM:

Önceki örneklerden, aşağıdaki modülasyon tekniklerinde 10 Mbps'lik bir iletim hızı için gereken minimum bant genişliklerini hatırlayın:

Modülasyon tekniği	Minimum bant genişliği (MHz)
BPSK	10
QPSK	5
8PSK	3.33
16QAM	2.5

Değerleri yukarıdaki denklemde yerine koyarsak, bant genişliği verimlilikleri aşağıdaki gibi bulunur:

$$\text{BPSK: BW verimliliği} = \frac{10 \text{ Mbps}}{10 \text{ MHz}} = \frac{1 \text{ bps}}{\text{Hz}} = \frac{1 \text{ bit}}{\text{çevrim}}$$

$$\text{QPSK: BW verimliliği} = \frac{10 \text{ Mbps}}{5 \text{ MHz}} = \frac{2 \text{ bps}}{\text{Hz}} = \frac{2 \text{ bit}}{\text{çevrim}}$$

$$\text{8PSK: BW verimliliği} = \frac{10 \text{ Mbps}}{3.33 \text{ MHz}} = \frac{3 \text{ bps}}{\text{Hz}} = \frac{3 \text{ bit}}{\text{çevrim}}$$

$$\text{16QAM: BW verimliliği} = \frac{10 \text{ Mbps}}{2.5 \text{ MHz}} = \frac{4 \text{ bps}}{\text{Hz}} = \frac{4 \text{ bit}}{\text{çevrim}}$$

Sonuçlar, BPSK'nin en az, 16QAM'in ise en çok verimliliğe sahip olduğunu göstermektedir. 16QAM, aynı bit iletim hızı için, BPSK'nin gerektirdiği bant genişliğinin dörtte biri bant genişliği gerektirir.

5.3.1 PSK VE QAM Özeti

Çeşitli FSK, PSK ve QAM biçimleri Tablo 13-2'de özetlenmiştir.

Modülasyon	Kodlama	Bant genişliği (Hz)	Baud	Bant genişliği verimliliği (bps/Hz)
FSK	Tek bit	$\geq F_b$	F_b	≥ 1
BPSK	Tek bit	F_b	F_b	1
QPSK	İkili bit	$F_b/2$	$F_b/2$	2
8PSK	Üçlü bit	$F_b/3$	$F_b/3$	3
8QAM	Üçlü bit	$F_b/3$	$F_b/3$	3
16PSK	Dörtlü bit	$F_b/4$	$F_b/4$	4
16QAM	Dörtlü bit	$F_b/4$	$F_b/4$	4

Tablo 5.1 Sayısal Modülasyon Özeti

5.3.2 Hata Olasılığı ve Bit Hata Oranı

Hata olasılığı $P(e)$ ve bit hata oranı (BER) çoğunlukla birbirinin yerine kullanılan iki terimdir; ancak bu iki kavram arasında az da olsa bir anlam farkı vardır. $P(e)$, belli bir sistemdeki hata oranının teorik olarak (matematiksel) tahminidir. BER, bir sistemin gerçekte oluşan hata performansının ampirik olarak (zaman içinde) kaydedilmesidir. Örneğin, eğer bir sistemin $P(e)$ 'si 10^{-5} 'se, bu matematiksel olarak, iletilen her 100.000 bitte bir bit hatası gerçekleşmesini bekleyebilirsiniz demektir ($1/10^{-5} = 100.000$). Eğer bir sistemin BER'si 10^{-5} 'se, bu, geçmişte iletilen her 100.000 bit için bir bit hatasının gerçekleştiği anlamına gelir.

Hata olasılığı, alıcının taşıyıcı-gürültü oranının bir fonksiyonudur. Kullanılan M-ye ve arzu edilen $P(e)$ 'ye bağlı olarak minimum taşıyıcı-gürültü oranı, benzeri bir PSK sistem için gereken minimum taşıyıcı-gürültü oranından daha azdır (bakınız Tablo 5.2). Ayrıca, kullanılan kodlama düzeyi ne kadar yüksek olursa, minimum taşıyıcı-gürültü oranı da o kadar yüksek olur.

Modülasyon tekniği	C/N oranı (dB)	E_b/N_o oranı (dB)
BPSK	13.6	10.6
QPSK	13.6	10.6
8QAM	13.6	10.6
8PSK	18.8	14
16PSK	24.3	18.3
16QAM	20.5	14.5
32QAM	24.4	17.4
64QAM	26.6	18.8

Tablo 5.2 Çeşitli sayısal modülasyon tekniklerinin performans karşılaştırması (BER = 10^{-6})