

Bölüm 22 Frekans Dönüştürücü, Taşıyıcı Frekans Geri Elde Etme ve Manchester Saat Üretimi

22.1 TEMEL İLKELERİN AÇIKLANMASI

Frekans Çeviricilerin Frekans-yükselten ve Frekans-Azaltanları

Haberleşme sistemlerinde taşıyıcıların Frekans-yükselten ve Frekans-Azaltanları çok önemlidir. Örneğin, 100Kbps'lık bir dijital veri 100KHz'lik sinüzoidal bir sinyal ile modüle edilsin. Fakat modüle edilen frekans kablosuz haberleşme ile iletilemez; kablosuz haberleşme iletimindeki frekans seviyesine çıkartılmalıdır. Böylelikle iletilen sinyal, alıcı tarafından alınır ve amplifikatör tarafından kuvvetlendirilir. Fakat amplifikatörün kazanç bant genişliği sabit olmalıdır; alınan sinyal kuvvetlendirilmek için frekansı düşürülmelidir.

Farklı frekanstaki iki sinyal çoklayıcı tarafından işlenir, Birbirlerini toplayarak frekansı artırılır, birbirlerinden çıkartılarak frekansı azaltılır ve sonra gereken frekansı filtreleyip çıkarmak için karışık sinyal filtreden geçirilir. İşlemin formülü aşağıda verilmiştir:

$$A \cos \omega_A t * B \cos \omega_B t = AB \cos(\omega_A t + \omega_B t) + AB \cos(\omega_A t - \omega_B t)$$

Deney işlemi aşağıda gösterildiği gibidir.

Taşıyıcı Frekansı Geri Elde Etme

Daha önceden anlatıldığı gibi BPSK, FSK, ASK ve AM demodülasyonları taşıyıcı sinyali demodüle devresinde demodüle etmek için kullanılır. Böylelikle taşıyıcı dalganın nasıl geri elde edileceği çok önemlidir.

Örneğin, BPSK modülasyonunun demodülasyonu, BPSK modülasyon sinyalinin geri elde etme taşıyıcısı ile çarpım işlemi aşağıda gösterilmiştir:

$$\sin \omega t * \sin \omega t = \frac{1}{2}(1 - \cos 2\omega t) \quad (1)$$

$$\sin(\omega t + \pi) * \sin \omega t = -\sin \omega t * \sin \omega t = \frac{1}{2}(\cos 2\omega t - 1) \quad (2)$$

Basamak 1'in BPSK modülasyonu geri elde etme taşıyıcısı ile çarpımı (1)'de gösterilmiştir ve basamak0 (2)'de gösterilmiştir. demodülasyon sinyalinin iki katı orijinal dijital sinyali geri elde edebilecek filtre ile filtrelenir.

Fakat BPSK modülasyonu $\sin \omega t$ ve $\sin(\omega t + \pi)$ içerir bundan dolayı taşıyıcı sinyalini geri elde etmek zordur. Eğer multiplexer taşıyıcısı geri elde etmek için kullanılabiliriyorsa bu sinüsün aşağıda gösterilen özelliğinden dolayıdır, multiplexer'in çıkış sinyali çift kat frekanstır.

$$\sin \omega t * \sin \omega t = \frac{1}{2}(1 - \cos 2\omega t)$$

$$\sin(\omega t + \pi) * \sin(\omega t + \pi) = \frac{1}{2}[1 - \cos(2\omega t + 2\pi)] = \frac{1}{2}(1 - \cos 2\omega t)$$

Resim 22-12'de frekansı ikiye katlanan sinyal sıfır dedektörü & Buffer ile kare dalga olarak yeniden üretilir ve PLL devresine iletilir. Sonra kare dalga sinyalin frekansı D flip-flop ile bölünür ve üçüncü harmonikten sonrası alçak geçiren filtre ile filtrelenir. Böylelikle taşıyıcı geri elde edilmiş olur.

Deney modülü Resim 22-12'de gösterilmiştir. Seri veri çıkışı için giriş anahtarı 8-bit paralel giriş verisini ayarlayabilir ve BPSK modülasyon devresinin BPSK sinyali üretmesi için seri veri girişi sağlar. BPSK sinyali faz 0 ve fazı 180 derece kaymış sinüzoidal dalga formu içerir. Sinyal multiplexere iletilir ve çıkış frekansı ikiye katlanır. Sıfır dedektörü & Buffer bunu alır ve kare dalgaya çevirir, sonra bu çevrilen sinyali faz-kilitlemeli-döngüye iletir. LPF, (gerilim kontrollü osilatör) PLL devresinin çıkış frekansını kontrol eder, LPF.OUT frekansı alınan sinyalin fazına göre karşılaştırır ve faz farkına kilitlenir, sonra fark geri beslemesi VCO frekansını kontrol eder. Böylelikle VCOOUT frekansı kilitlenecek şekilde ayarlanmış olur. Mödüldeki D flip-flop frekans bölücü olarak görev yapar böylelikle çıkış

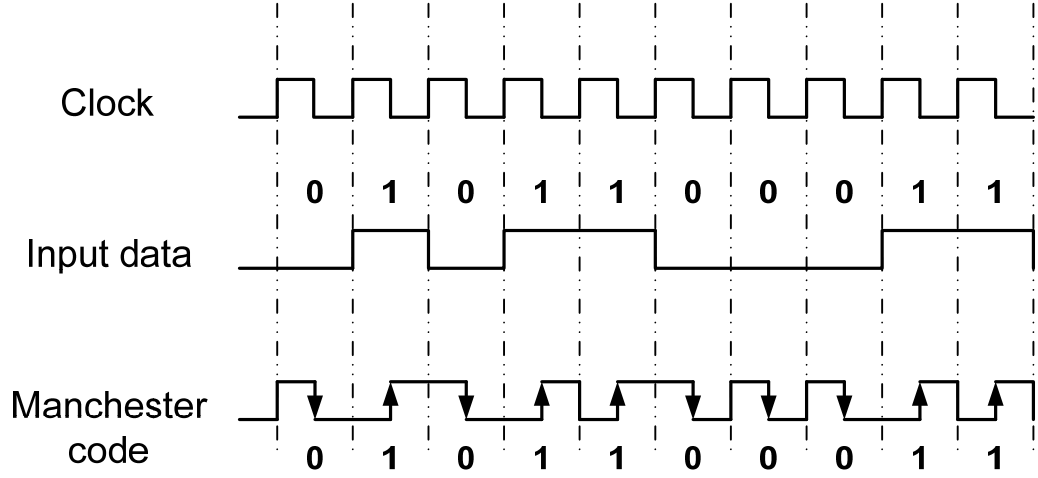
frekansı PLLLOUT'un yarı frekansdır ve taşıyıcı frekansa eşittir. Son olarak, taşıyıcı ile aynı frekanstaki kare dalga sinyal, sinüzoidal dalgaya geri elde etmek için üçüncü harmonikten sonrası için alçak-geçiren filtre ile filtrelenmelidir ve sonra devredeki RC gecikmesinden dolayı taşıyıcının fazı kadar faz kaydırılması için Phase Shift'ten geçer böylelikle çıkış dalgası orjinal BPSK demodülasyonun taşıyıcısı ile aynı olur. Deney işlemleri aşağıda gösterilmiştir.

Manchester saat üretimi

Genelde, sinyal yüksek frekansta iletildiği zaman sadece modüle edilen sinyal iletilir, FSK, ASK ve PSK vb. gibi. Fakat demodülasyonda senkron saat gereklidir, bundan dolayı saat sinyalinin nasıl yeniden üretileceği önemlidir veya asenkron RS-232 iletimde her iki tarafta bit hızı aynı olmak zorundadır ve her byte tan önce start sinyali ve veri paketinden sonra stop biti gönderilmelidir. Bundan dolayı belirli olmayan veya iletim hızını herhangi bir zamanda değiştiren cihazlar için bu tip haberleşme için uygun değildir.

Manchester kodu; saat ve dijital veriyi şifrelemek için senkron saat şifreleme tekniğidir. İletilen Manchester Kodu senkron saati de içerir böylelikle şifrelenen veri Manchester Kodundan üretilerek geri elde edilebilir. Bu deneyde, Manchester Kodunu şifreleme, çözmeyi ve senkron saati geri üretmeyi öğreneceksiniz.

Manchester şifreleme diyagramı Resim 22-1'de gösterildiği gibidir. Manchester Kodu saat ve dijital veriyi XOR kapısından geçirilerek yapılır.



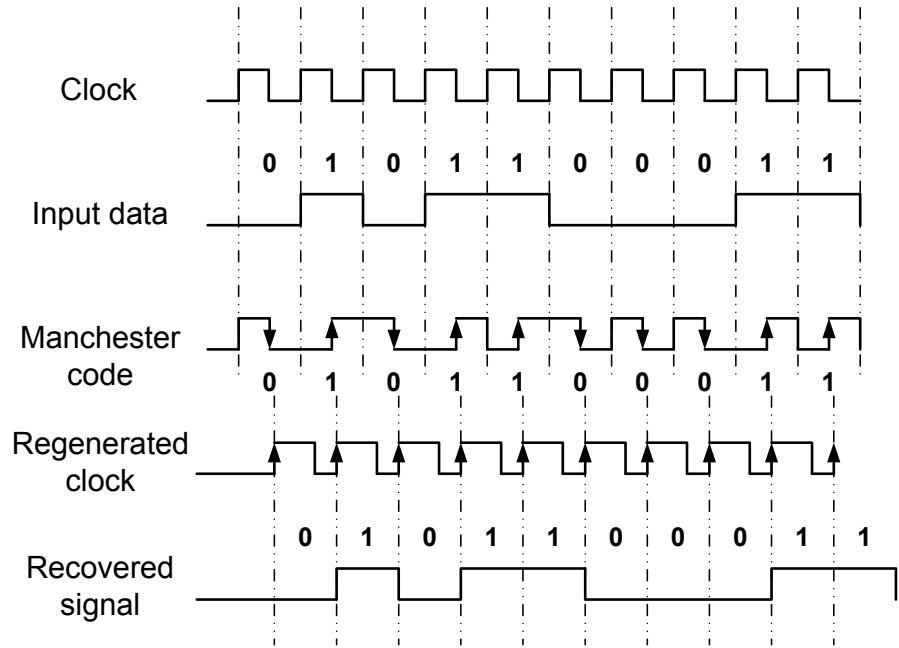
Resim 22-1 Manchester şifreleme zaman diyagramı

Manchester kod sinyal geçişleri her zaman bit sınırlarında olmaz fakat Resim 22-1'de okların gösterdiği gibi her zaman her bitin ortasında vardır. Bu oklara göre sabit periyot senkron saat gibi senkron saati yeniden üretmek için kullanılabilir. Fakat yeniden üretilen saat oksuz yükselen veya düşen kenarlara ihtiyacı yoktur. Böylece doğru senkron saati yeniden üretmek için bu kenarlar devre dışı bırakılmalıdır.

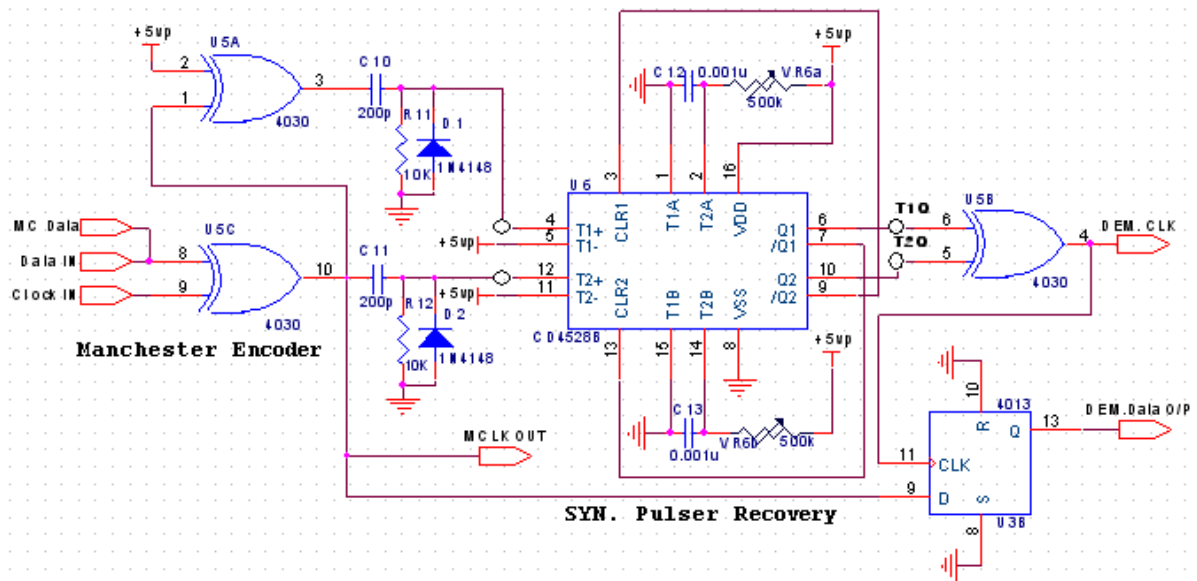
Manchester şifrelemesi ve çözümü zamanlama diyagramı Resim 22-2'de gösterilmiştir. Doğru senkron saati yeniden üretebilmek için oksuz kenarı devre dışı bırakmak gerekir, sinyal üretmeye devam etmemesi için bunun da kontrol edilmelisi gerekir. Manchester çözümü, şifrelemesi ve kontrol devresi Resim 22-3'te gösterilmiştir.

Resim 22-3'te Manchester şifrelenmiş veri XOR (U5C) ile çözülür, yükselen ve düşen kenarlar farksal RC devresi ve RC devresi ile birlikte evirici (U5A) ile ayrılır sonra monostable multivibratörü tetikler. T2+ Manchester şifresinin yükselen kenarı ile tetiklenir ve T1+ ise düşen kenarı ile tetiklenir. T1 'in fonksiyonu aktif veya pasif kılmak için Monostable multivibratörün $\overline{Q2}$ çıkışı CLR1'e bağlanır ve T2'nin fonksiyonu aktif veya pasif kılmak için $\overline{Q1}$ CLR2'ye bağlanır. Örneğin, $\overline{Q2}$ sıfırsa, T1 pasif olur böylelikle düşen kenarı tetiklemesine bakmaksızın Q1 her zaman sıfır olur. Bundan dolayı ok tetiklemeleri hariç kenarlar T1+ veya T2+ sinyal çıkışı vermemesi için pasif

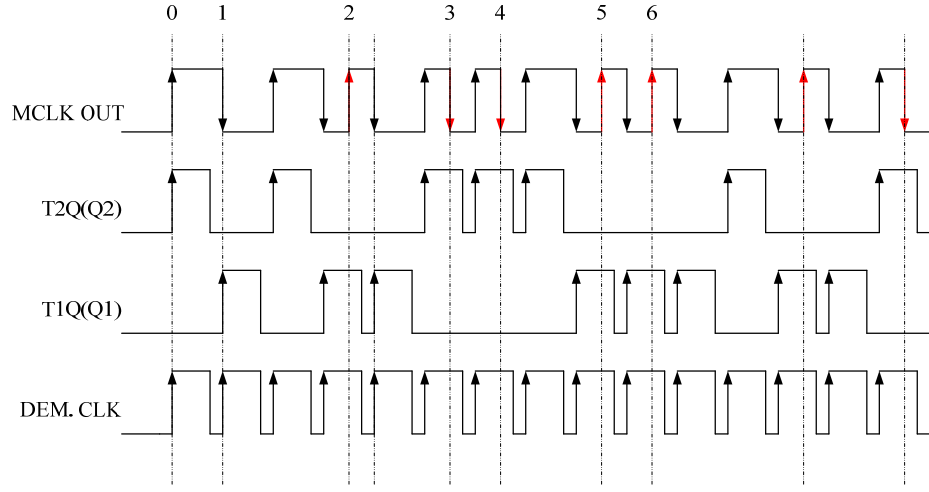
kılınabilir. Eğer pasif olma zamanı $1/2T_s$ 'den büyük ve T_s 'den (T_s senkron saatin periyodudur) küçük olacak şekilde ayarlanabilirse, böylelikle oklu kenar monostable multivibratör'ü normal olarak tetikleyebilir. Senkron saat doğru olarak yeniden üretilebilir. Devrenin zamanlama diyagramı Resim 22-4'de gösterilmiştir.



Resim 22-2 Manchester şifreleme ve çözme diyagramı



Resim 22-3 Manchester şifreleme ve çözme devresi



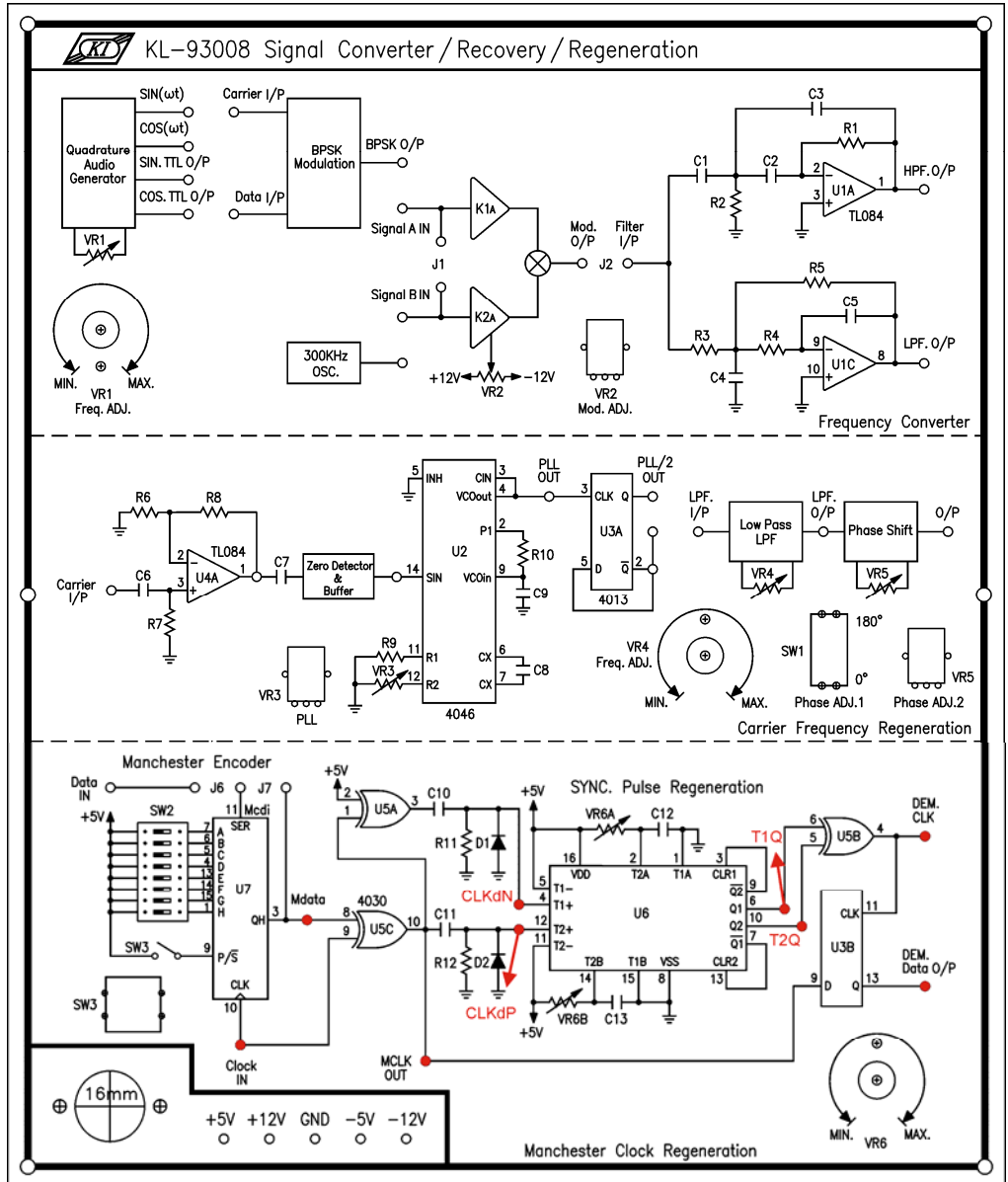
Resim 22-4 Manchester kodunun yükselen ve düşen kenarları iki monostable multivibrator'ü tetikliyor ve yeniden üretilen saat zamanlama diyagramı

$Q1=0$ ($\overline{Q1}=1$) iken $Q=1$ çıkışını vermek için T2 MCLK OUT 'un yükselen kenarı ile tetiklenir ve $Q2=0$ ($\overline{Q2}=1$) iken T1 düşen kenar ile tetiklenir. Bir monostable multivibrator tetiklendiğinde bir süre HIGH (1) çıkış verir ve sonra LOW (0) durumuna geri döner. Monostable multivibratorün HIGH'da kalma süresi RC gecikme zamanı ile belirlenir. Bu süre $1/2T_s$ 'den büyük ve T_s 'den küçük olmalı (T_s senkron saatin periyodudur) çünkü $\overline{Q1}$ ve $\overline{Q2}$ T2 ve T1'i kontrol edebilir. Uyuma gecikme zamanı ayarlamak saatin puls genişliğini doğru biçimde yeniden üretebilir, bundan dolayı hata kenarı Resim 22-4 #2, 3, 4, 5 ve 6'de gösterilen gereksiz saati çıkışı vermeyecektir.

Monostable multivibrator'ün çıkış puls genişliği senkron saat T_s 'nin $1/2$ 'sinden büyük ve T_s 'den küçük olmalı. Ayarlama puls genişliği ile Doğru biçimde çözmesi için yeniden üretilen saatin yükselen kenarıyla Manchester şifresine kilitlenmesi çok önemlidir. Doğru biçimde çözümlenen sinyalin zamanlama diyagramı Resim 22-2'de gösterilmiştir.

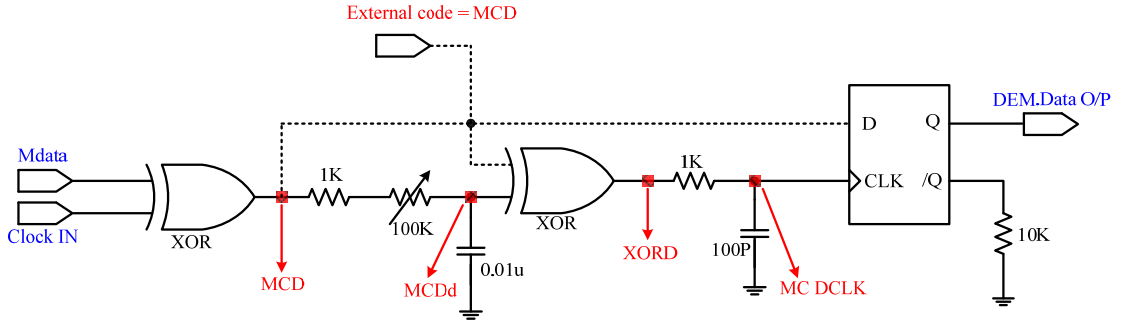
Deney modülü Resim 22-5'te gösterilmiştir. SW2; dijital veri Mdata'yı üretmek için 8-bit'lik paralel giriş - seri çıkış DIP anahtardır. Veri ve senkron saat XOR ile Manchester koduna şifrelenir (MCLK OUT) ve sonra yükselen veya düşen kenarlar puls sinyalini Manchester kodundan ayırmak için farksal RC devresinden ve eviriciden (U5A) geçer. Son olarak, VR6

değişken direncini çevirerek monostable multivibratörün pals genişliğini uygun bir biçimde ayarlayınız. Bu modüle maksimum 500KOhm değerindedir ve seri olarak 4.02KOhm dirence seri bağlıdır. C12 ve C13 kapasitörleri 0.001 μ F'dır. Bundan dolayı maksimum pals genişliği 0.504mS'dir (504.02K*0.001 μ F) ve minimum 10 μ S'dir. Minimum şifreleme saat frekansı yaklaşık 2.0KHz (0.5mS) ve maksimumu ise 90KHz'dir (11 μ S). Q1 ve Q2 çıkışı XOR aracılığıyla senkron saati (DEM.CLK) yeniden üretir. Manchester kodu D flip-flopu ile örneklenmeli ve orjinal veri (DEM Data O/P) geri elde edilebilmeli.

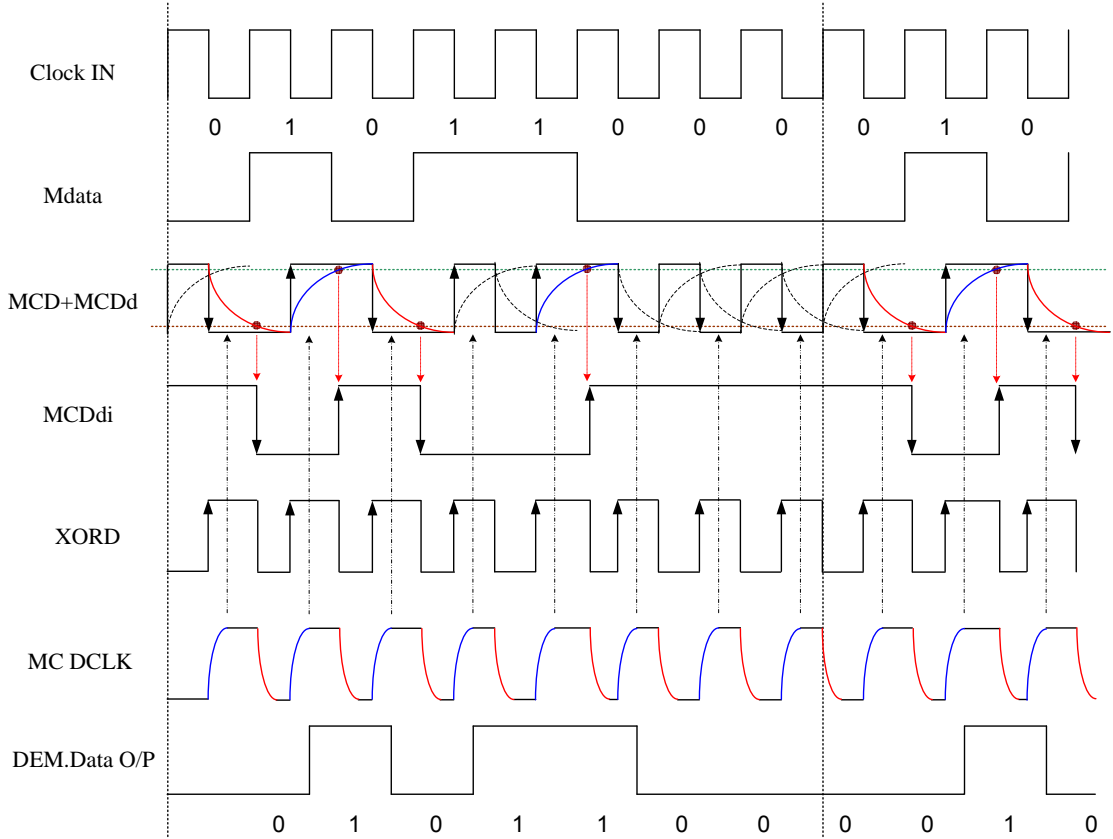


Resim 22- 5 Manchester saatini yeniden üretme modülü

Bir diğer basit Manchester saati üretimi Resim 22-6'da gösterilmiştir. Resim 22-7 zamanlama diyagramında MCD şifreleme sinyali ayarlanabilir RC devresinden T_s senkron saatin $1/2$ periyodundan daha büyük ve T_s den küçük bir geçikme süresi ile geçer bundan dolayı gereksiz oksuz kenar iptal edilmiş olur. XOR'un dahili dijital sinyali MCD'dir. XOR senkron saati ve Manchester kodunu yeniden üretir ve RC devresinden daha kısa bir gecikme ile geçer. Yeniden üretilen senkron saat Manchester codunu doğru olarak demodüle eder.



Resim 22-6 Diğer Manchester şifreleme/çözme ve bit saat üretme devresi



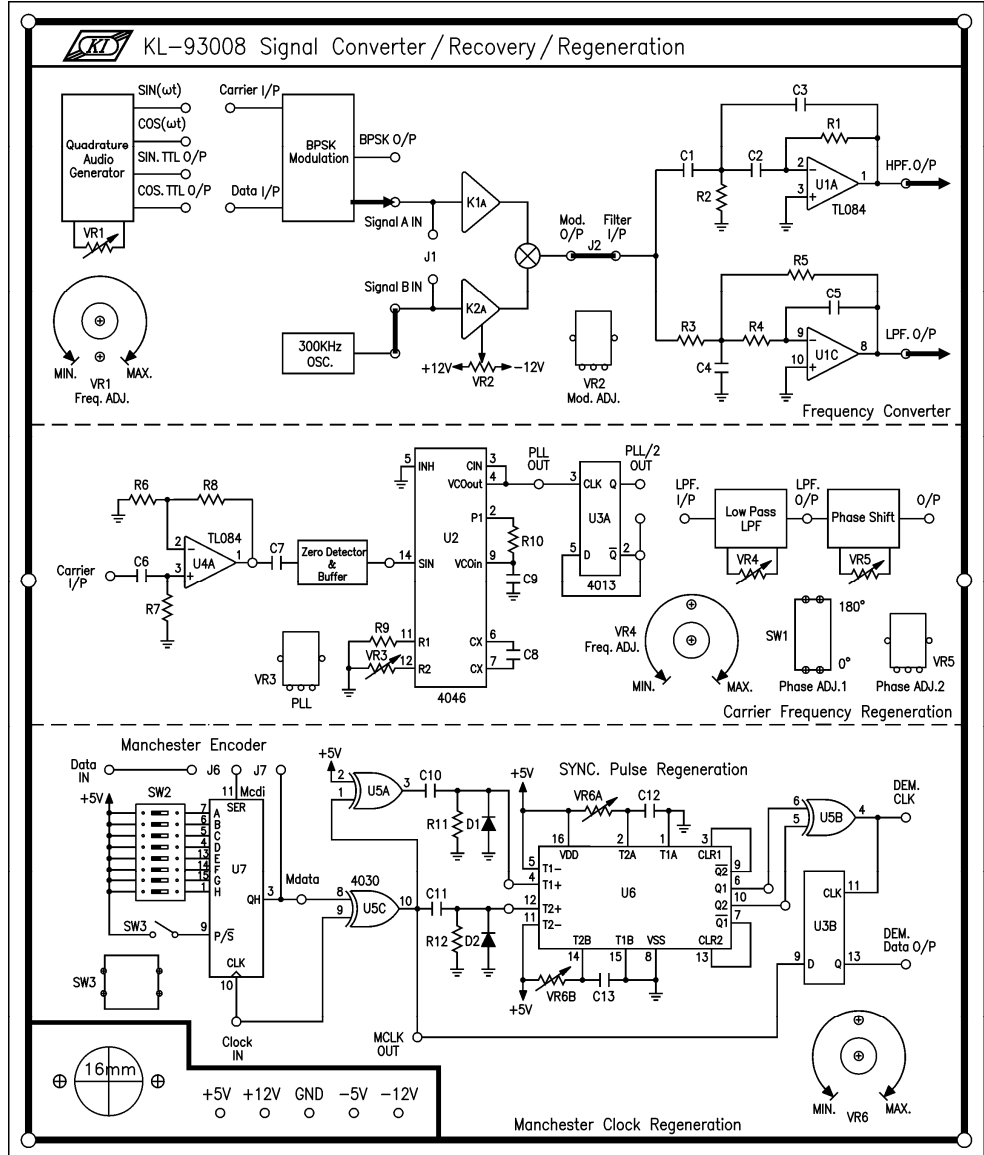
Resim 22-7 Manchester şifreleme/çözme ve bit saat yeniden üretme zamanlama diyagramı

Manchester kodu senkron saat içerdiğinden dijital haberleşmede yaygın olarak kullanılır. Yukarıda anlatılan metotlara göre, deney prosedürleri aşağıdadır.

22.2 DENEYLER VE KAYITLAR

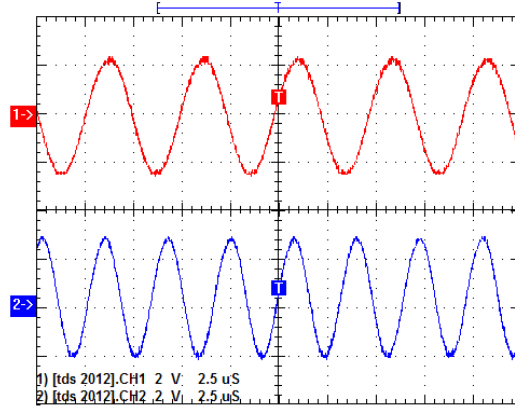
Deney 22-1 Frekans yükseltme ve düşürme deneyleri

1. Resim 22-8'de gösterilen modülün bağlantılarını yapınız. Bu modüldeki iki filtreden biri kesme frekansı 100KHz olan alçak geçiren filtre ve diğeri kesme frekansı 500KHz olan yüksek geçiren filtredir. 300KHz ve 200kHz giriş sinüzoidal sinyaller multiplexer tarafından demodüle edilebilir ve çıkış sinyali iki filtreden geçer. Sonra iki çıkış sinyali yüksek geçiren filtreden 500kHz'e frekansı yükseltilir ve alçak geçiren filtreden 100kHz'e frekansı düşürülür.

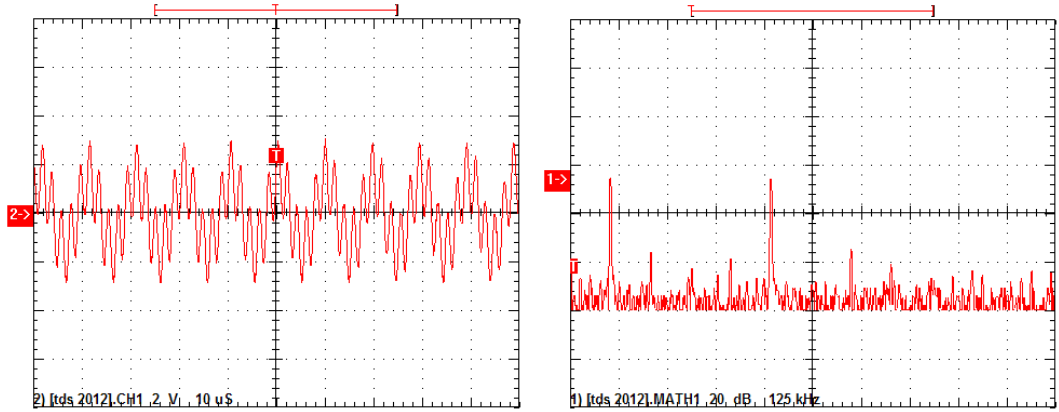


Resim 22-8 Frekans mixer modülü

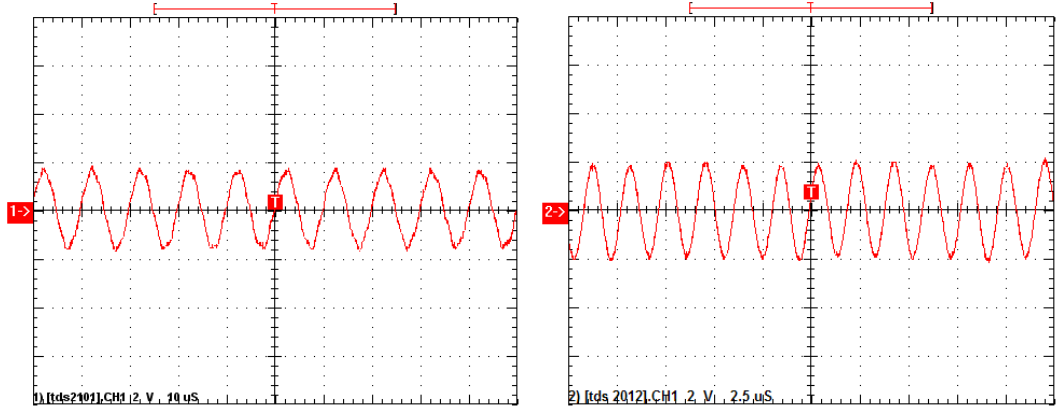
2. İki giriş sinyalleri sinyal jeneratörü tarafından üretilen 5Vpp genlikli 200kHz sinüzoidal dalgaformu ve KL-93008 modülü içinde üretilen 5Vpp genlikli sabit 300kHz sinyaldir. Resim 22-9 ölçülen iki dalgaformunu gösterir. Modüle edilmiş dalgaformu (iki sinyali modüle etmek için VR2 Mod.ADJ 'yi ayarlayınız) ve bunun spektrumu Resim 22-10'da gösterilmiştir. 100kHz ve 500kHz'deki spektrumun genliğinin diğer sinyallerden büyük olduğunu bulabilirsiniz. Sonra modüle edilmiş sinyal alçak geçiren filtre ve yüksek geçiren filtreden geçer, ölçülen çıkış sinyalleri Resim 22-11'de gösterilmiştir.



Resim 22-9 200kHz ve 300kHz sinüzoidal giriş dalgaformları



Resim 22-10 Modüle edilmiş sinyal ve spektrum ölçümü



Resim 22-11 Çıkış sinyali 100kHz ve 500kHz sinüzoidal dalgaformları

3. Sinyal jeneratörü ile üretilen farklı sinyalleri deneyiniz. Sırası ile modüle edilen sinyalin dalgaformunu ve spektrumunu ölçünüz. Son olarak çıkış dalga formlarını, frekansı ve alçak geçiren ve yüksek geçiren filtrenin çıkış spektrumunu ölçünüz. Bu verileri Tablo 22-1'e kaydediniz ve sonuçları tartışınız.

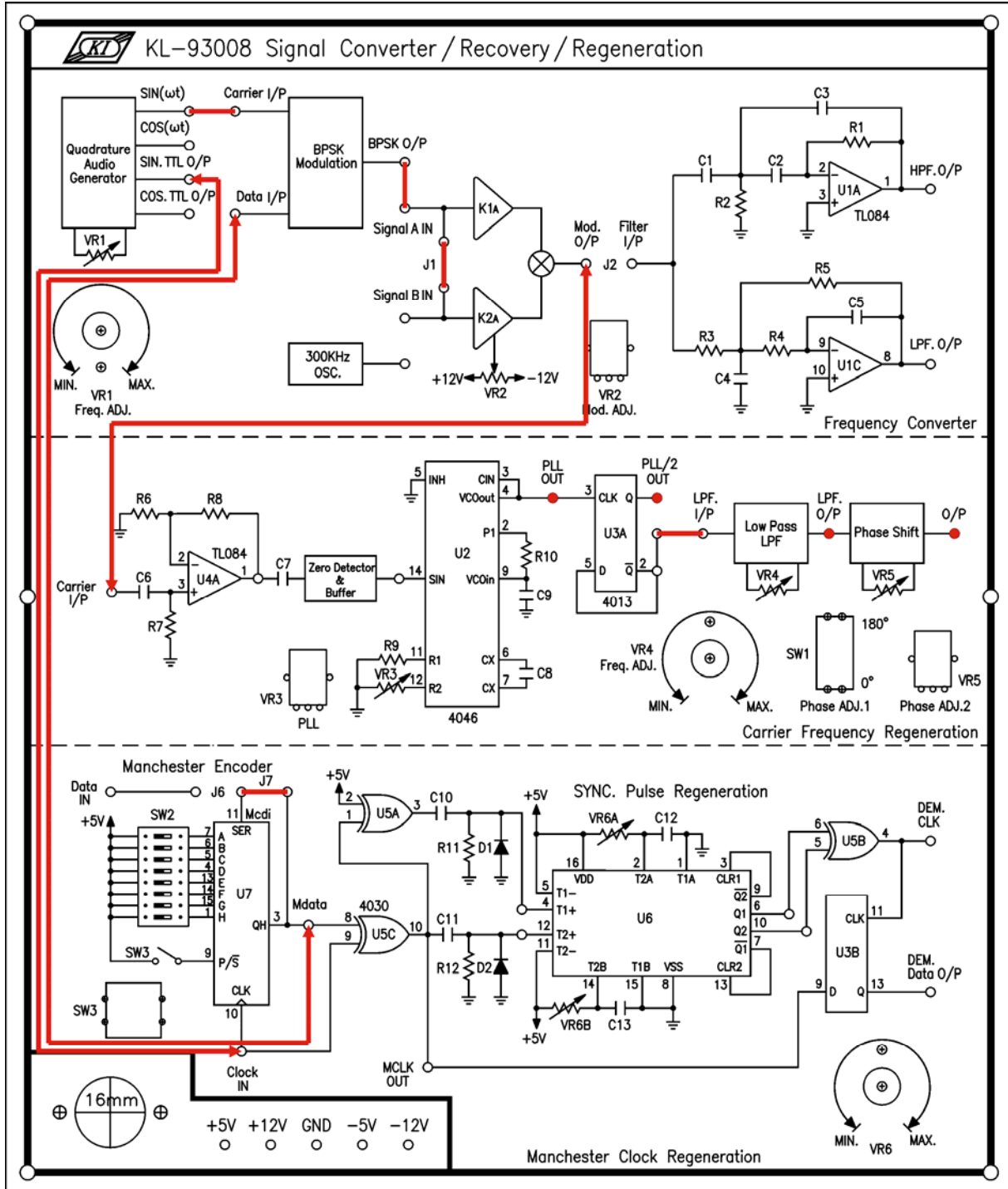
Tablo 22-1 Frekans modülasyon dalgaformları ve spektrumu

Sinyal A - B Giriş (Frekans)	Ölçüm	Dalgaformu
A=300KHz, 5Vpp B=210KHz, 5Vpp	Mod.O/P Dalgaformu	
	Mod.O/P Spektrumu	
	LPF Dalgaformu	
	LPF Spektrumu	
	HPF Dalgaformu	
	HPF Spektrumu	

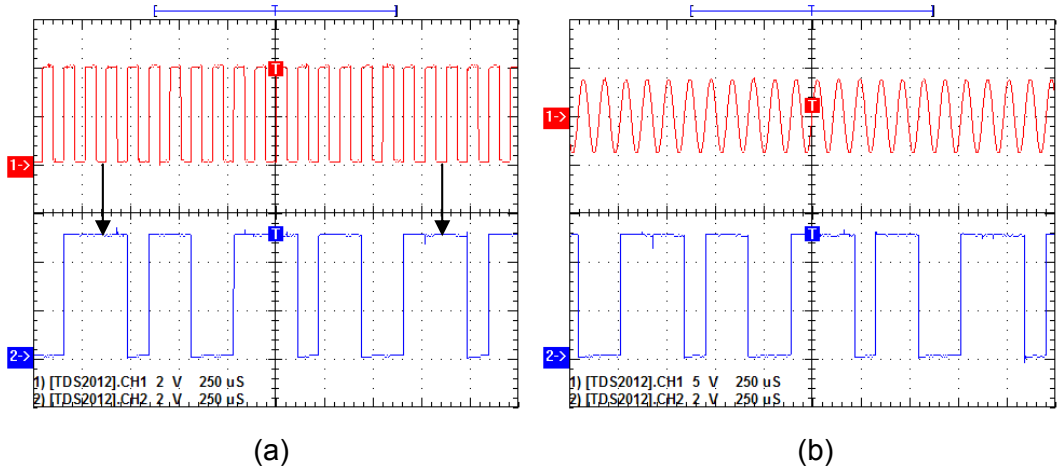
Sinyal A - B Giriş (Frekans)	Ölçüm	Dalgaformu
A=300KHz, 5Vpp B=170KHz, 5Vpp	Mod.O/P Dalgaformu	
	Mod.O/P Spektrumu	
	LPF Dalgaformu	
	LPF Spektrumu	
	HPF Dalgaformu	
	HPF Spektrumu	

Deney 22-2 Taşıyıcı frekansı geri elde etme deneyi

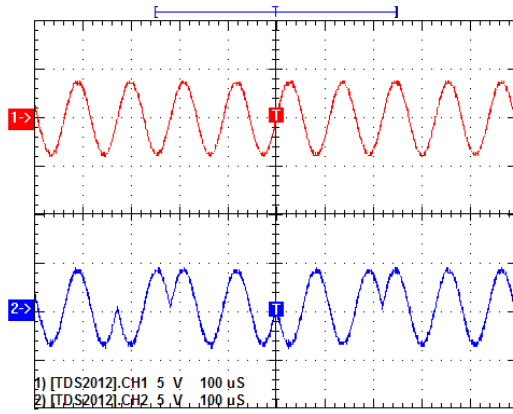
1. Resim 22-12'de gösterildiği gibi modülün bağlantılarını yapınız. Quadrature Ses Üreticinin Freq.ADJ'ını 9kHz üretecek şekilde ayarlayınız. BPSK modülasyon sinyali 8 bit veri girişi olan SW2 ile ayarlanır. Resim 22-13 giriş verisini, 10110011, ve buna karşılık gelen taşıyıcı sinyalini gösterir. Seri çıkış ve taşıyıcı BPSK modülasyon devresine girer, BPSK sinyal dalgası Resim 22-14'te gösterilmiştir.
2. Değişken direnç VR2 Mod. ADJ.'ı çevirerek BPSK modülasyonu için ikiye katlanan frekans çıkışını ayarlayınız. Referans şekiller Resim 22-15'te gösterilmiştir. Resim 22-15(a) BPSK modülasyon ve ikiye katlanan frekans çıkışın sinyalini gösterir. Resim 22-15(b) ikiye katlanan frekans ve sıfır dedektör&buffer çıkışını gösterir.



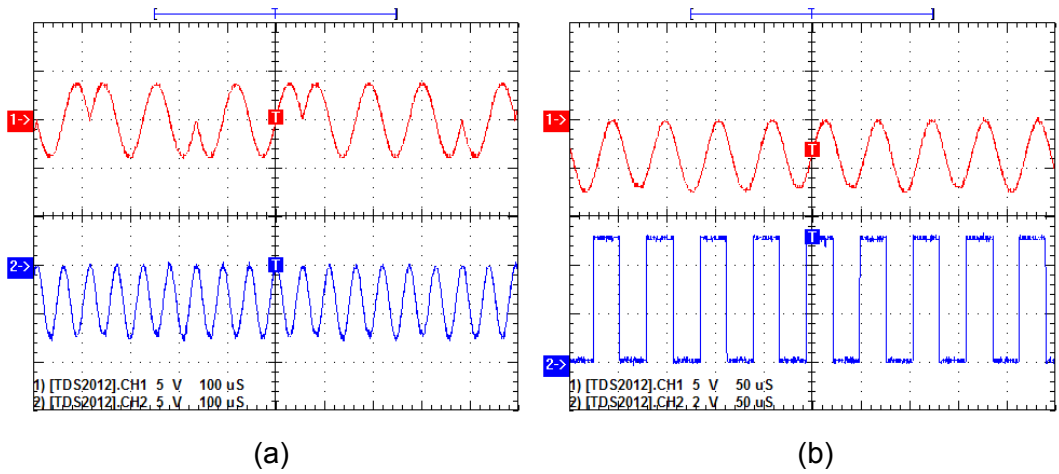
Resim 22-12 BPSK modülasyon ve taşıyıcı frekans geri elde etme modülü



Resim 22-13 (a) Mdata (veri hızı) ve giriş verisi 10110011
 (b) Giriş verisi 10110011 ve taşıyıcı

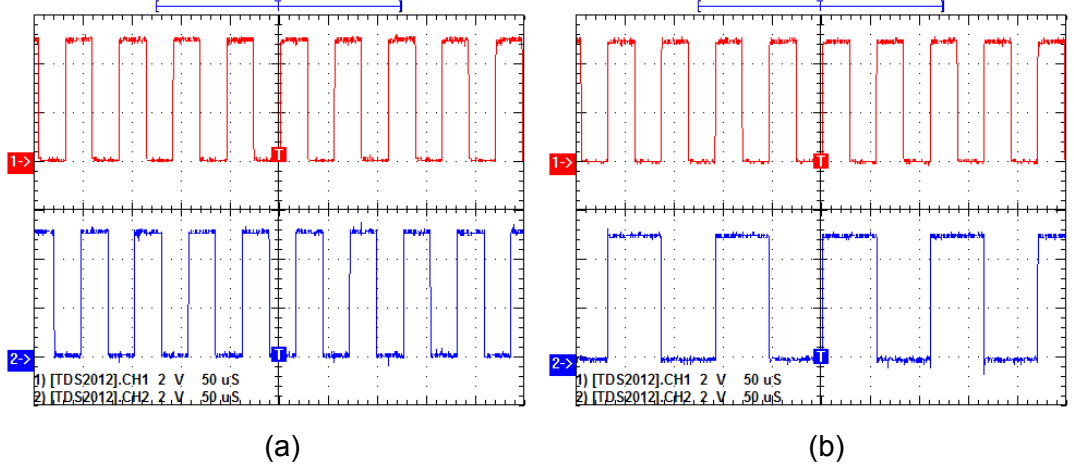


Resim 22-14 Sinüzoidal dalga (Taşıyıcı) ve BPSK modülasyon sinyali



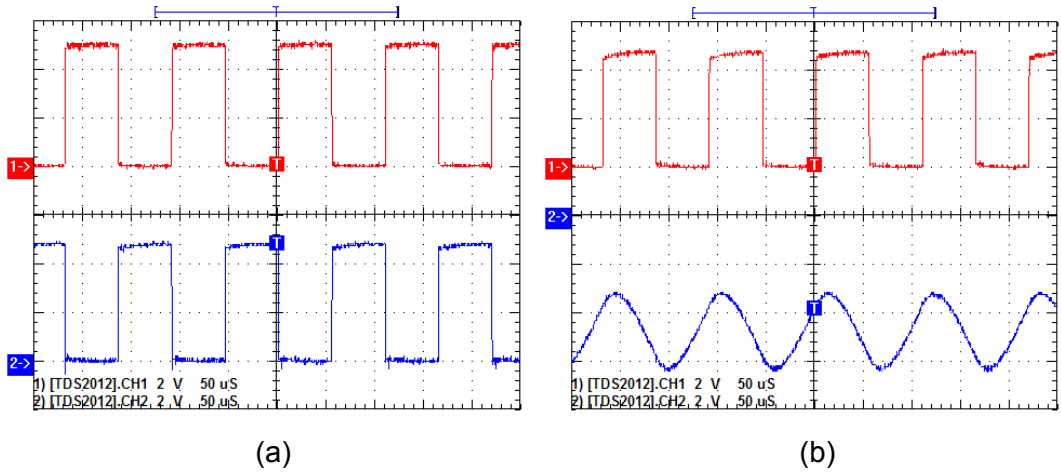
Resim 22-15 (a) BPSK modülasyon sinyali ve ikiye katlanmış frekans çıkışı
 (b) İkiye katlanmış frekans sinyali ve sıfır dedektörü&buffer çıkışı

3. PLL Devresinde VR3 değışken direnci değıştirerek VCO ıkış frekansını kontrol ediniz ve çıkış dalgaformunu giriş kare dalgası ile çıkış arasındaki faza kilitlenecek şekilde ayarlayınız. Böylelikle D Flip-flop frekans bölücü gibi çalışır ve taşıyıcının yarı frekansında çıkış verir. Referans dalgaformaları Resim 22-16'da gösterilmiştir.



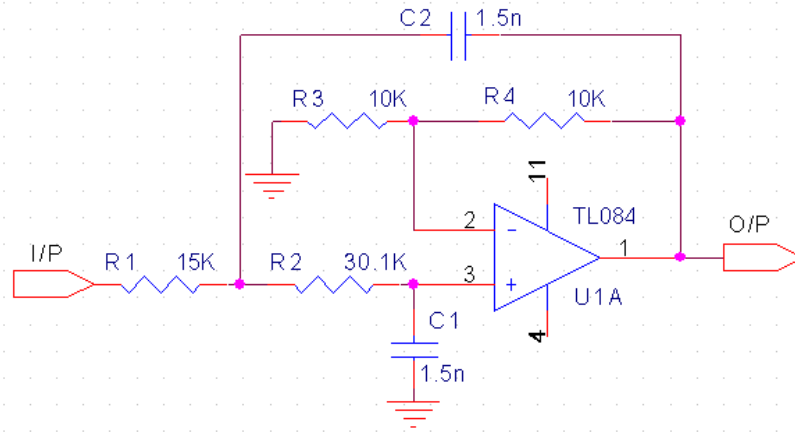
Resim 22-16 (a) Giriş dalgaformu ve PLL ıkış dalgaformu
(b) PLL ıkış dalgaformu ve D ıkış dalgaformu

4. Q ve \bar{Q} 'nin frekans bölücü (D flip-flop) ıkış dalgaformu Resim 22-17'de gösterilmiştir. Taşıyıcı sinyal Sinüzoidal sinyal olduğundan dolayı, frekans bölücünün çıkış dalgaformu kare dalgadır. Bundan dolayı LPF filtresi kare dalgadaki yüksek frekanslı bileşeni filtreler. VR4'ü üçüncü harmonikten daha büyükleri (kesme frekansı taşıyıcının üç katı) filtreleyecek şekilde ayarlayınız ve böylelikle çıkış dalgaformu düşük distorsiyonlu sinüzoidal dalga olur. Resim 22-17(a) Q ve \bar{Q} 'dan referans çıkış dalgaformunu gösterir. Resim 22-17(b) referans çıkış kare dalgaformunu ve LPF tarafından filtrelenen sinüzoidal dalgayı gösterir.



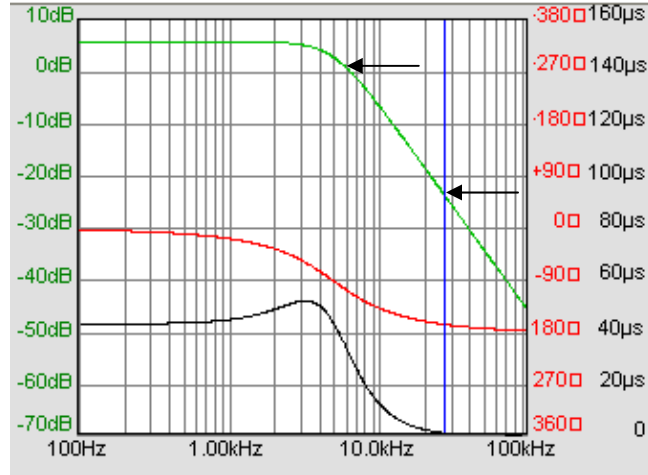
Resim 22-17 (a) Q ve \bar{Q} deki çıkış dalgaformu
 (b) Çıkış kare dalgası ve LPF ile filtrelenen sinüzoidal dalga

5. Resim 22-18 5kHz kesim frekanslı ve kazancı 2 olan Sallen-Key topolojili ikinci dereceden Butterworth alçak geçiren filtreyi gösterir.



Resim 22-18 ikinci dereceden Butterworth alçak geçiren filtre

6. Resim 22-19 ikinci dereceden Butterworth alçak geçiren filtrenin Bode eğrisini ve parametrelerini gösterir. Resim 22-20 kesim frekansı 5 KHZ'e ve genliği 3Vpp'e ayarlıyken 1 KHz, 3 KHz, 5 KHz, 10 KHz, 15 KHz, 20 KHz, 27 KHz ve 40 KHz'deki frekans cevabını gösterir.



Settings

Passband: Low-Pass

Circuit Type: Sallen-Key

Filter Type: Butterworth

Ripple: dB

Low-Pass

Poles: 2

Cutoff Freq.: 5.00k Hz

Cursor Freq.: 27.00k Hz

Value Display

Component Values

Sensitivities

Components

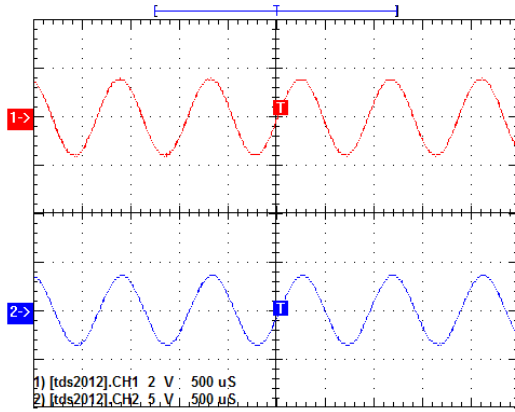
E96 Res.

E6 Cap.

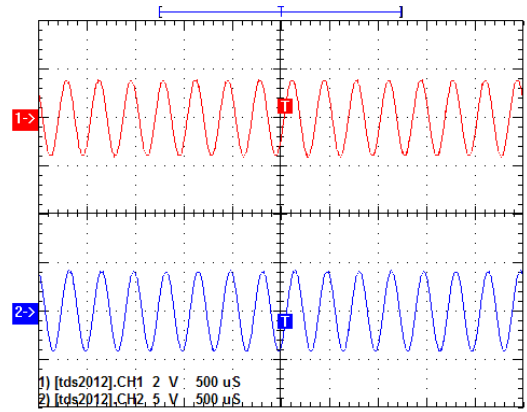
Optional Entry				
	C1	C2	C3	Gain (V/V)
A	1.50n	1.50n		2
B				
C				
D				
E				
Real				

R1 Seed: 10.0k Ohm

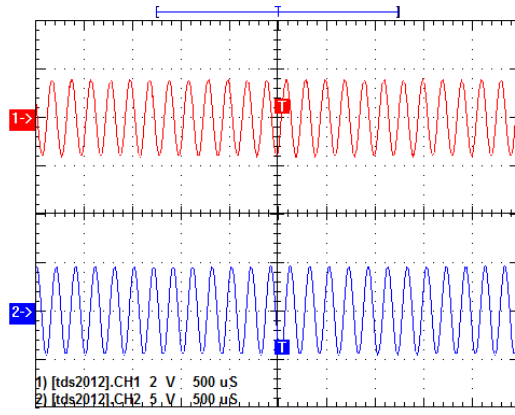
Resim 22-19 Bode eğrisi ve ikinci dereceden Butterworth LPF'nin parametreleri



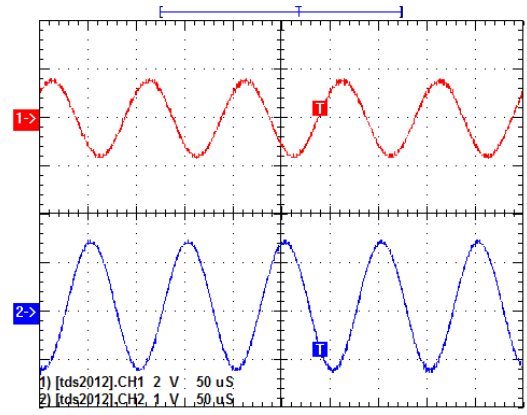
Çıkış 1KHz, 7Vpp



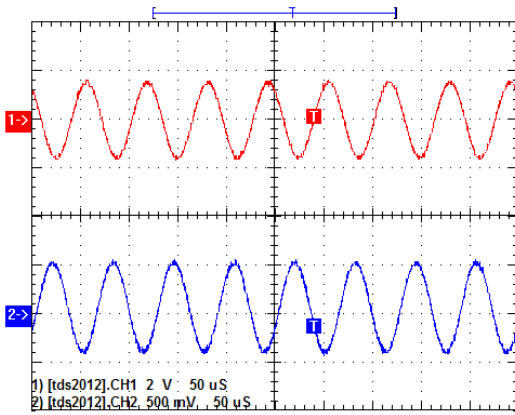
Çıkış 3KHz, 8Vpp



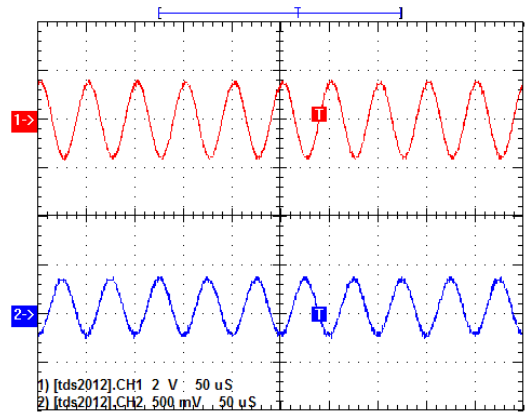
Çıkış 5KHz, 9.2Vpp



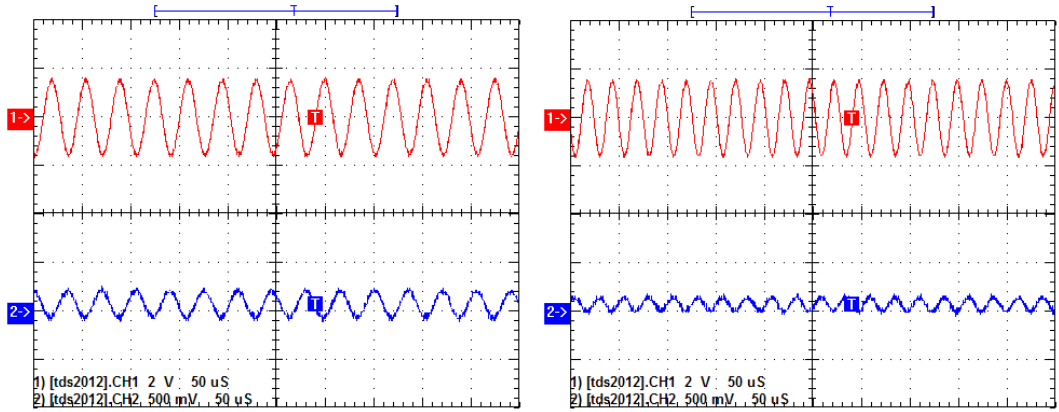
Çıkış 10KHz, 2.7Vpp



Çıkış 15KHz, 1Vpp



Çıkış 20KHz, 650mVpp

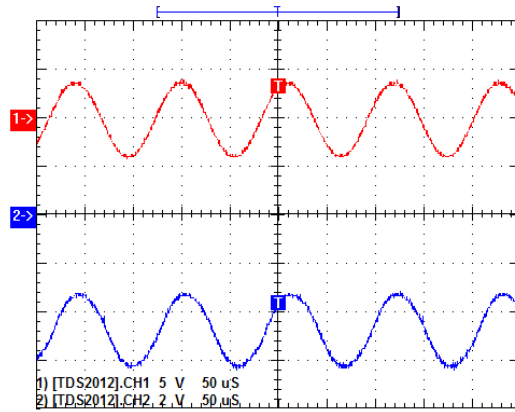


Çıkış 27KHz, 380mVpp

Çıkış 40KHz, 250mVpp

Resim 22-20 İkinci dereceden Butterworth LPF'nin frekans cevabı

7. RC devresi veya modüldeki cihazlardaki gecikmeden dolayı taşıyıcı geri elde etme sinyali ve orijinal sinyal arasındaki faz farkı ayarlanmalı. Phase Shift faz kaymasını ayarlayabilir ve taşıyıcı sinyale eşitleyebilir. SW1 fazı çevirebilir ve VR5 faza ince ayar yapabilir. Geri elde edilen taşıyıcı ve Quadrature Ses jeneratöründen gelen taşıyıcı arasındaki faz farkı sıfır olmalı. Resim 22-21 taşıyıcı ve geri elde edilen sinyali gösterir.



Resim 22-21 Quadrature Ses jeneratörü taşıyıcısı ve taşıyıcı geri elde etme

8. Quadrature Ses jeneratörünün frekansını ayarlamaya çalışın. Dalga formlarını ölçün ve Tablo 22-2'ye kaydedin.

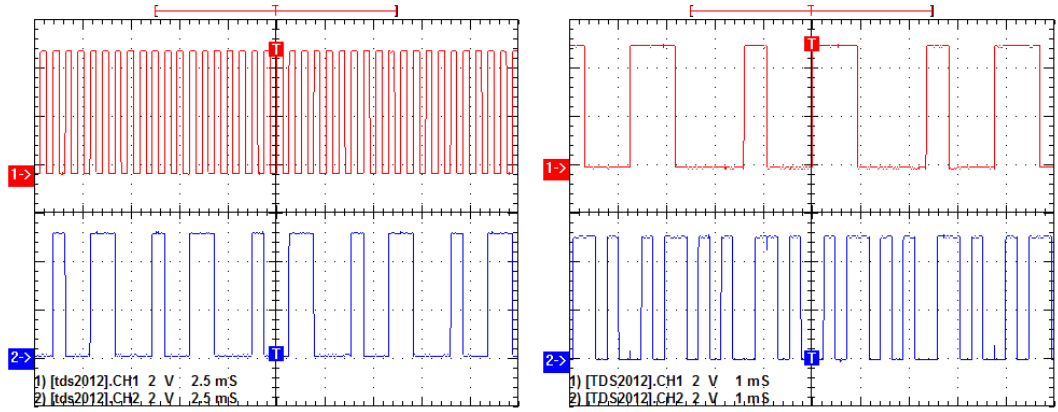
Tablo 22-2 BPSK sinyali ve geri elde etme sinyali arasındaki dalgaformu ölçümleri

$\sin(\omega t)$ giriş frekansı 8-bit dijital veri	Ölçüm	Dalgaformu
$\sin(\omega t) = 1.5\text{KHz}$ 8 bit dijital veri =5AH	$\sin(\omega t)$ ve SIN TTL	
	SIN TTL ve Mdata	
	BPSK O/P	
	BPSK O/P ve Mod O/P	
	Mod O/P ve BPSKD kare dalga	
	BPSKD kare dalga ve PLL OUT	
	PLL OUT ve PLL OUT/2	
	LPF.I/P ve LPF.O/P	
	$\sin(\omega t)$ ve O/P	

$\sin(\omega t)$ giriş frekansı 8-bit dijital veri	Ölçüm	Dalgaformu
$\sin(\omega t) = 5\text{KHz}$ 8 bit dijital veri = 3CH	$\sin(\omega t)$ ve SIN TTL	
	SIN TTL ve Mdata	
	BPSK O/P	
	BPSK O/P ve Mod O/P	
	Mod O/P ve BPSKD kare dalga	
	BPSKD kare dalga ve PLL OUT	
	PLL OUT and PLL OUT/2	
	LPF.I/P ve LPF.O/P	
	$\sin(\omega t)$ ve O/P	

Deney 22-3 Manchester şifreleme/çözme ve saat yeniden üretme deneyi

1. Resim 22-5'te gösterildiği gibi bağlantıları yapınız ve Quadrature Ses jeneratörünün SIN TTL O/P noktasını U7 cihazının Clock IN kısmına bağlayınız. DIP Anahtar SW2 ile dijital veriyi 01100010 yapınız ve VR1 Freq.ADJ.'yi çevirerek saat frekansını 2kHz yapınız. Saat, dijital veri ve Manchester kod dalgaformu ölçümü Resim 22-22'de gösterilmiştir.

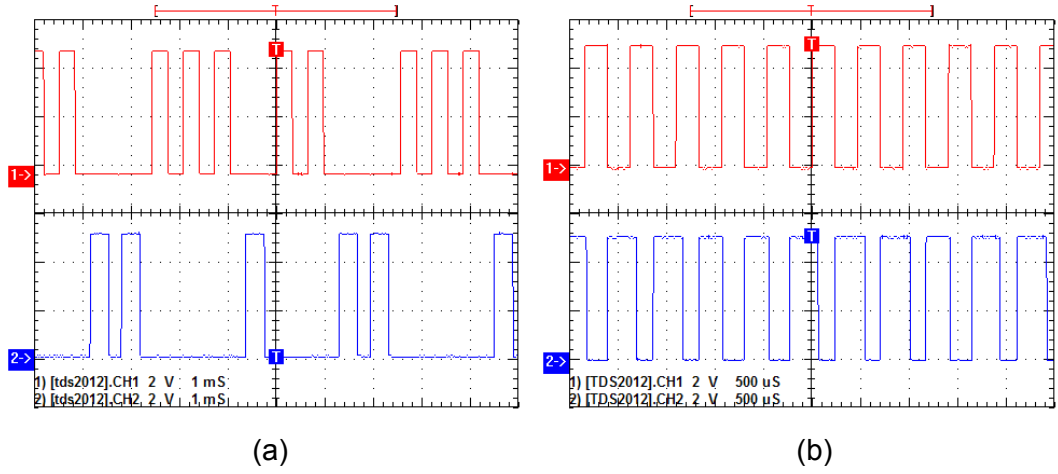


(a)

(b)

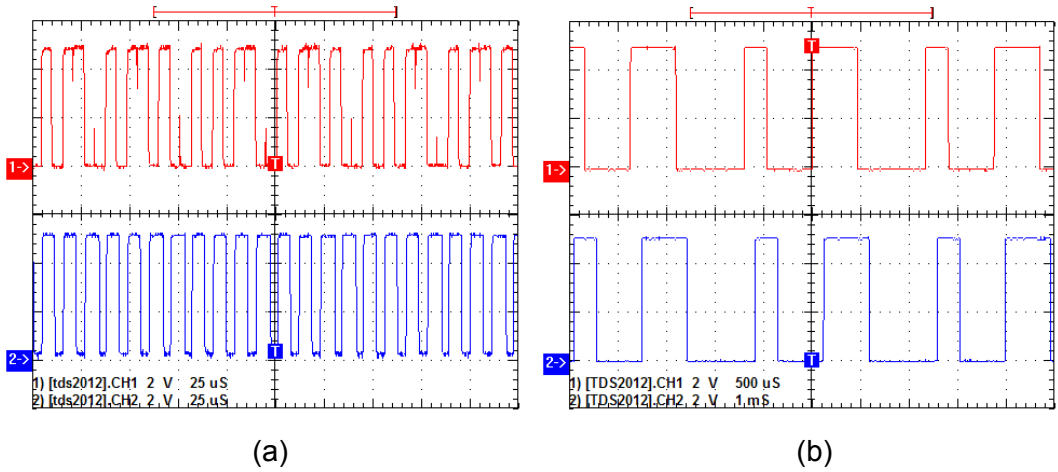
Resim 22-22 (a) SIN TTL O/P saat ve dijital veri 01100010'nun seri çıkışı
(b) Dijital veri 01100010 ve bunun Manchester verisi

2. Manchester kod sinyali (MCLK OUT) evirici ve iki monostable multivibratörü tetiklemek için yükselen ve düşen kenarları ayırt edebilen fark alıcı devreden geçer. Bir sonraki doğru tetikleme için monostable multivibratörün periyodunu ayarlamak için VR6'yı ayarlayınız (RC süresini 4kHz'in yarım periyodundan büyük olan ve 2kHz'nin periyodundan küçük olan 0,3mS gibi ayarlayınız), Böylelikle Manchester kodunun kullanılmayan orta-periyodu göz ardı edilmiş olur. Manchester saati yeniden üretimi U5B XOR aracılığıyla Q1 ve Q2'den üretilir. Monostable multivibratörün Q1 ve Q2 çıkış sinyali Resim 22-23(a)'da gösterilmiştir. Orijinal saat sinyali (Clock IN) ve Manchester saat üretme (DEM.CLK) Resim 22-23(b)'de gösterilmiştir.



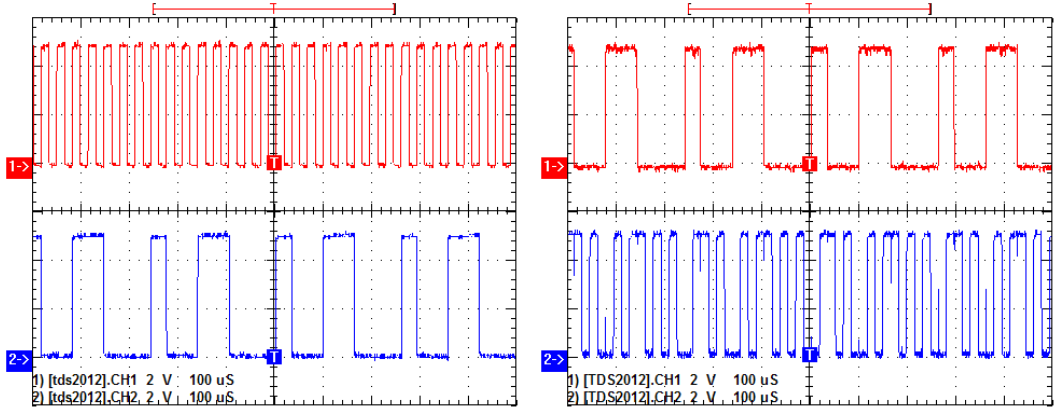
Resim 22-23 (a) Monostable multivibratörün Q1 ve Q2 sinyali
(b) Orijinal saat sinyali ve yeniden üretilen saat

3. Yeniden üretilen saat D flip-flop ile orijinal veriyi geri elde eder. Sonra D flip-flop'un Q (DEM.Data O/P) noktasından geri elde edilen 8 bit veri çıkar. Manchester şifrelenmiş veri ve yeniden üretilen saat Resim 22-24(a)'da gösterilmiştir. Referans orijinal sinyal ve geri elde edilen sinyal Resim 22-24(b)'de gösterilmiştir.



Resim 22-24 (a) Manchester şifrelenmiş veri ve yeniden üretilmiş saat
(b) Orijinal giren veri ve çözümlenen veri

4. Şifrelemek için giriş saat frekansını 30kHz'e ayarlayınız ve DIP anahtar SW2 ile giriş verisini 01100010 yapınız. Sonra eşlik sağlayıcı gecikme zamanını (RC süresi yaklaşık 0,02mS) VR6 ile ayarlayınız. Referans dalgaformları Resim 22-25 ile Resim 22-28 arasında gösterilmiştir. Manchester şifresi farksal devreden ve eviriciden geçer, Resim 22-26'da gösterilmiştir.

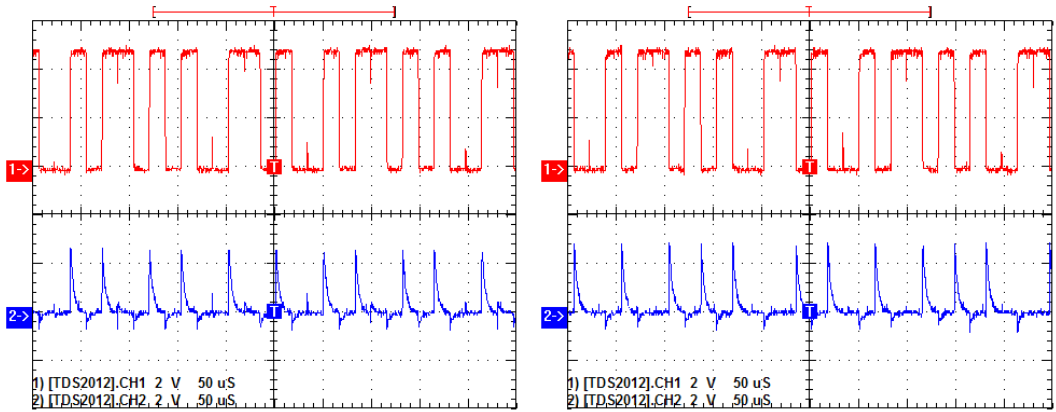


(a)

(b)

Resim 22-25 (a) SIN.TTL O/P ve dijital veri sinyali: 01100010

(b) Dijital veri: 01100010 ve Manchester şifrelenmiş veri

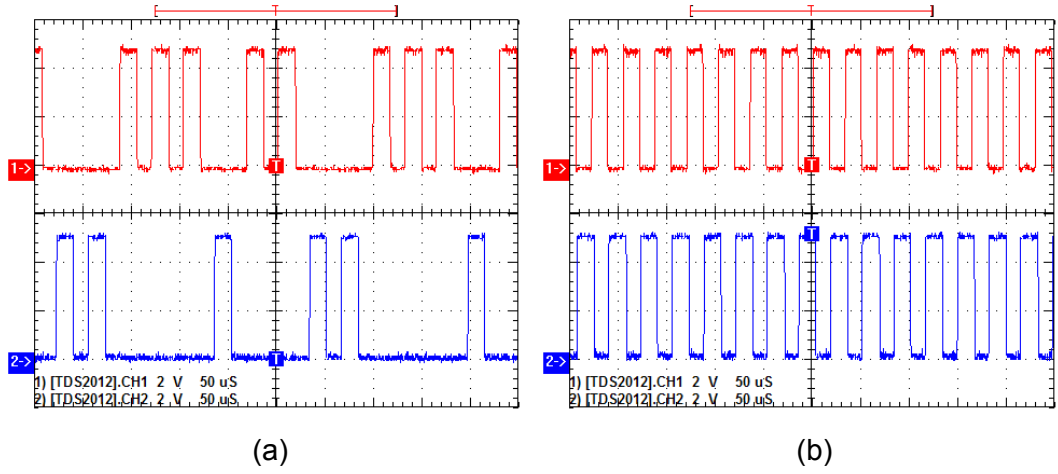


(a)

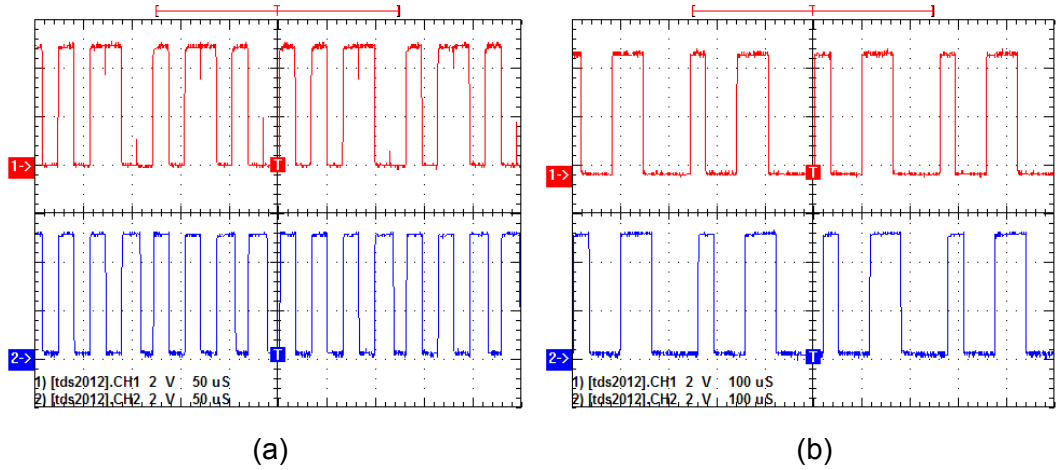
(b)

Resim 22-26 (a) Manchester şifrelenmiş veri ve yükselen kenar tetikleme sinyali

(b) Manchester şifrelenmiş veri ve düşen kenar tetikleme sinyali

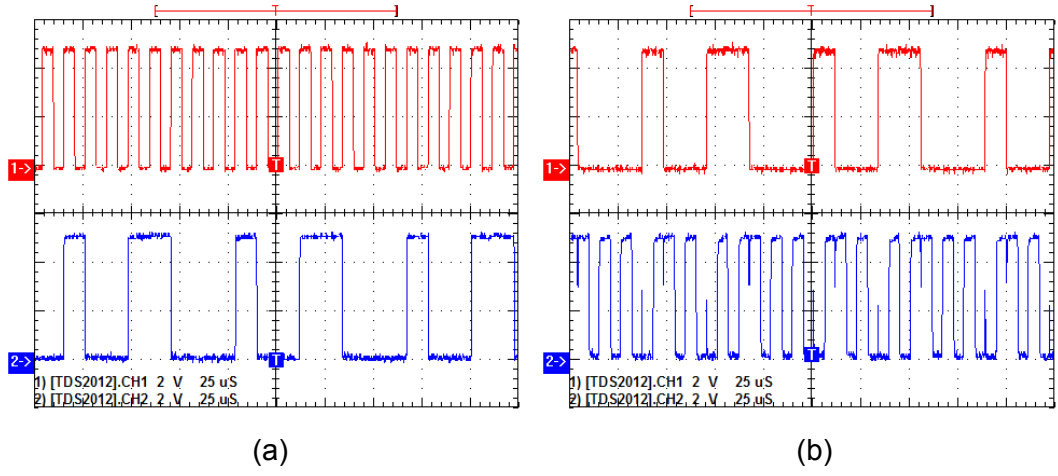


Resim 22-27 (a) Monostable multivibratorün iki pals sinyal çıkışı
(b) Orijinal saat ve yeniden üretilen saat

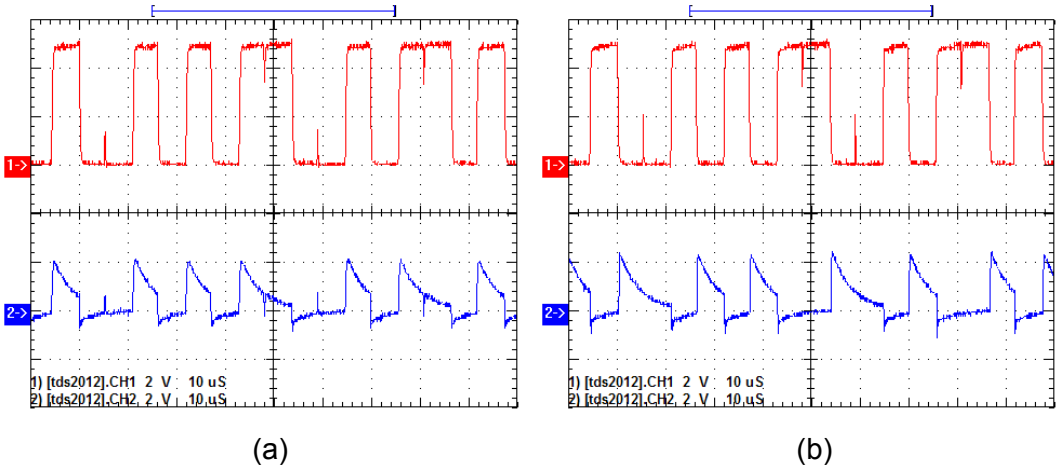


Resim 22-28 (a) Manchester şifrelenmiş sinyal ve yeniden üretilmiş saat
(b) Çözümlemiş sinyal ve orjinal sinyal

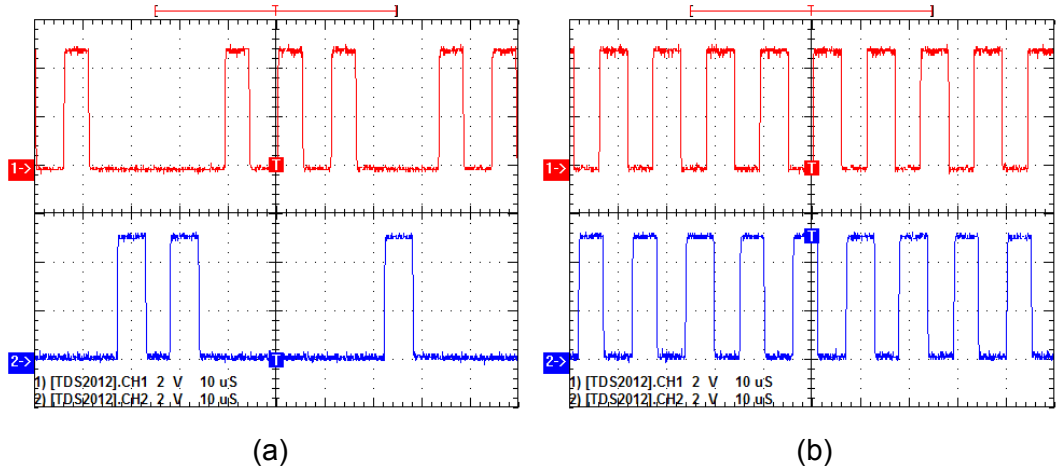
5. Şifrelemek için saat frekansını 90kHz'e ayarlayınız ve giriş verisini 01100010 yapınız. Sonra eşlik sağlayıcı gecikme zamanını (RC süresi yaklaşık $8,7\mu\text{S}$) VR6 ile ayarlayınız. Referans dalgaformları Resim 22-29 ile Resim 22-32 arasında gösterilmiştir.



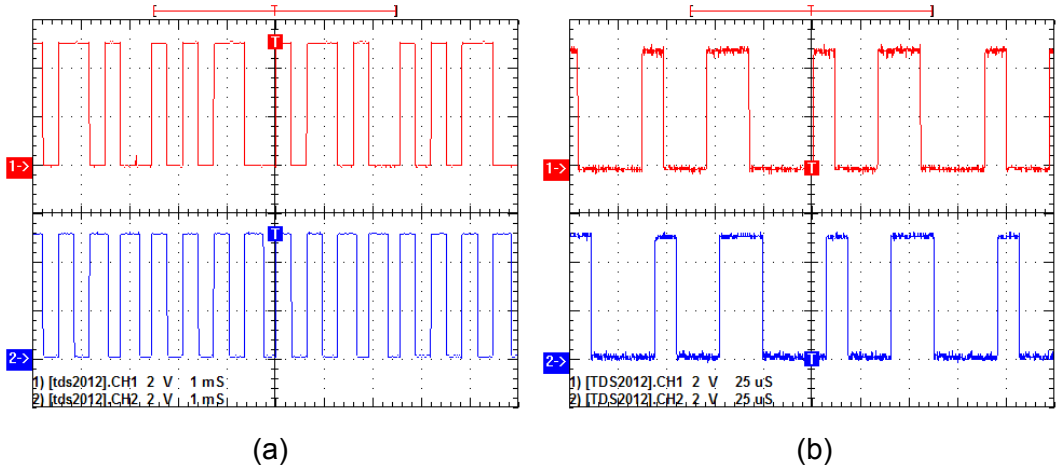
Resim 22-29 (a) SIN.TTL O/P ve dijital veri sinyali: 01100010
 (b) Dijital veri sinyali: 01100010 ve Manchester şifreli veri



Resim 22-30 (a) Manchester şifreli veri ve yükselen kenar tetikleme sinyali
 (b) Manchester şifreli veri ve düşen kenar tetikleme sinyali



Resim 22-31 (a) Monostable multivibratörün Q1 ve Q2 sinyali
(b) Orijinal saat ve yeniden üretilen saat



Resim 22-32 (a) Manchester şifreli sinyal ve yeniden üretilen saat
(b) Şifrelenmiş sinyal ve orijinal sinyal

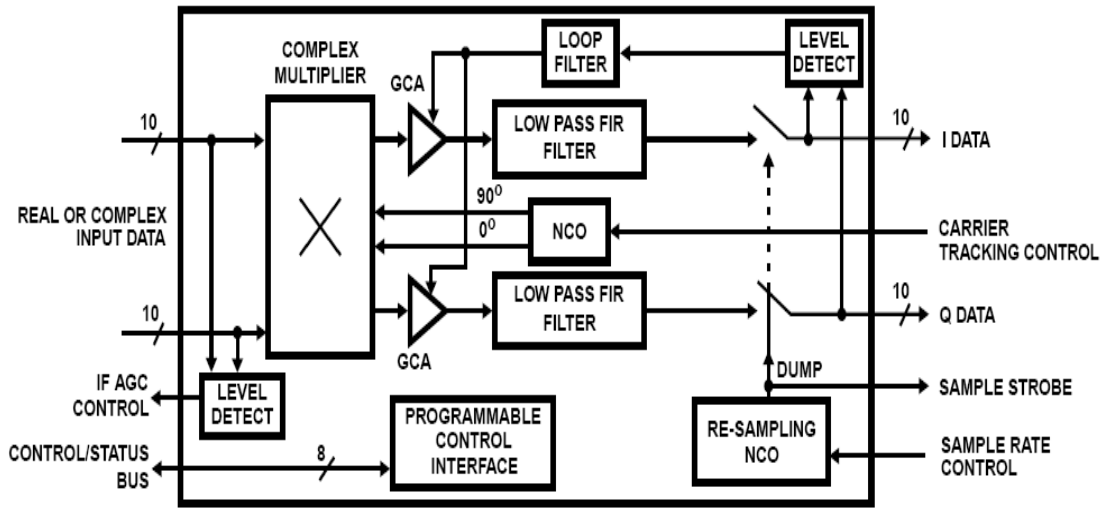
6. Saat frekansını ve giriş sinyalini değiştiriniz ve sonra eşlik sağlama gecikme süresini monostable multivibratörün puls genişliğine ince ayar yaparak ayarlayınız. Resim 22-5'de gösterdiği gibi kontaklarda dalga formlarını ölçünüz ve dalga formlarını Tablo 22-3'e kayıt ederek sonuçları tartışınız.

Tablo 22-3 Manchester şifreleme ve çözümleme kayıt tablosu

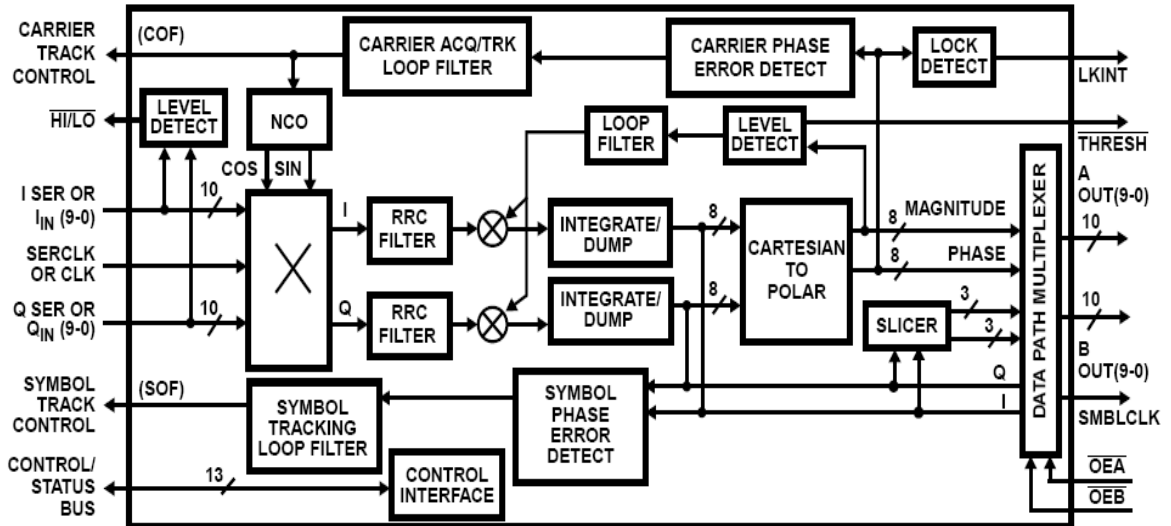
Manchester şifreleme saat frekansı ve giriş sinyali	Ölçüm	Dalgaformu
<p>Saat Frekansı : 5KHz</p> <p>Dijital veri: 1100 0101</p>	Clock IN ve Mdata	
	Mdata ve MCLK OUT	
	MCLK OUT ve CLKdP	
	MCLK OUT ve CLKdN	
	T1Q ve T2Q	
	Clock IN ve DEM. CLK	
	Clock IN ve DEM.Data O/P	

Manchester şifreleme saat frekansı ve giriş sinyali	Ölçüm	Dalgaformu
<p>Saat Frekansı: 50KHz</p> <p>Dijital veri: 0111 1100</p>	Clock IN ve Mdata	
	Mdata ve MCLK OUT	
	MCLK OUT ve CLKdP	
	MCLK OUT ve CLKdN	
	T1Q ve T2Q	
	Clock IN ve DEM. CLK	
	Clock IN ve DEM.Data O/P	

Frekans çevirici, taşıyıcı frekans yeniden üretimi ve Manchester saat yeniden üretimi haberleşme sistemlerinde önemli tekniklerdir. Bu deneyler basit mimarilerdir fakat gerçek haberleşme sistemleri daha karmaşıktır. Örneğin, taşıyıcıyı yeniden üretmek için QPSK demodülasyon entegresi Resim 22-33'te Dijital Quadrature Tunnel HSP50110 blok diyagramı ve Resim 22-34'te Dijital Cosatas Loop HSP50210 blok diyagramı gösterilmiştir. Frekans çevrimi, faz kilitli döngü, kazanç ve filtre gibi tüm işlemler otomatik yapılır.



Resim 22-33 DQT (Digital Quadrature Tunnel) HSP50110 blok diyagramı



Resim 22-34 DCL (Digital Costas Loop) HSP50210 blok diyagramı