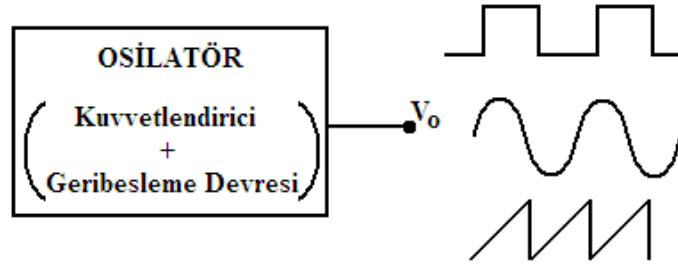


OSİLATÖRLER

Radyo sistemlerinde sinüs işaret osilatörleri, taşıyıcı işareti üretmek ve karıştırıcı katlarında bir frekansı diğerine dönüştürmek amacıyla kullanılır. Sinüs işaret osilatörlerinin yaptığı bu görevi sayısal haberleşme tekniğinde kare dalga osilatörleri ve sentezleyicileri yerine getirmektedir. Kare dalga osilatörleri aynı zamanda faz kenetleme devrelerinde de kullanılmaktadır.

Temel olarak bir osilatör; kuvvetlendirici ve geribesleme katlarından oluşan, girişinde herhangi bir işaret bulunmaksızın çıkışında devrenin kendisi tarafından belirlenmiş dalga formu işaret üreten elektronik devrelerdir. Buna ait blok diyagram Şekil 3.1 de gösterilmiştir.



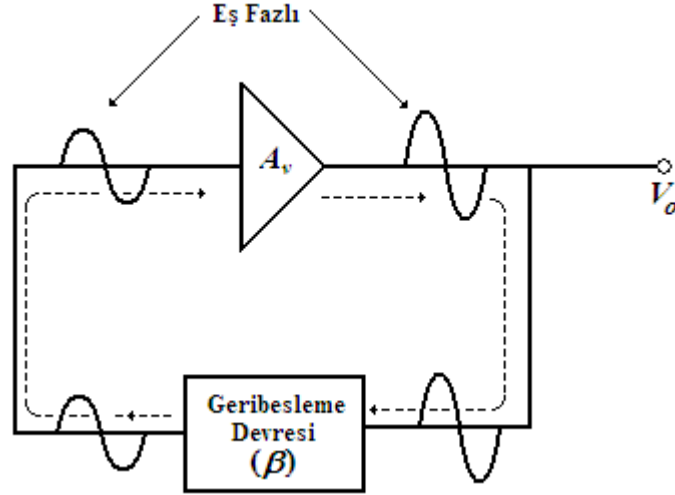
Şekil 3. 1

Osilatörlerin aktif elemanları genellikle transistör ya da FET olup, işaretin frekansını geribesleme devresinin içinde bulunan akortlu devre (ya da piezoelektrik kristal) tarafından belirlenir. Pek çok çeşit osilatör devresi mevcut olmakla birlikte, amaca uygun osilatör devresi seçimine bazı faktörler etkilidir. Bunlar:

1. Çalışma Frekansı
2. Çıkış genliği
3. Frekans kararlılığı
4. Genlik kararlılığı
5. Çıkış dalga formunun saflığı
6. İstenmeyen moddaki işaretlerin elde edilebilme olasılığı

OSİLASYON KRİTERLERİ

Bir devrenin salınmasına neden olan olaylar nelerdir? Osilasyon için ilk olarak, çıkış işaretinin belli bir parçasını girişe *geribeslenmesine* izin verecek iki kapılı bir devre elemanına ihtiyaç vardır. Eğer geribesleme işareti giriş işretinden daha büyük ve eş fazlı ise osilasyon başlar ve doyma olayı kapalı çevrim kazancını 1'e düşürene kadar artmaya devam eder. Girişe, çıkış işaretinin bir parçasının aynı fazda uygulanması *pozitif geribesleme* olarak adlandırılır.



Şekil 3. 2

Özetlenirse; osilasyon için *Barkhausen Kriterleri* olarak adlandırılan koşullar aşağıdaki gibi verilebilir.

1. Geribesleme çevrimi üzerindeki toplam faz kayması 0^0 olmalıdır.
2. Kapalı çevrim kazancı (Kuvvetlendirici kazancı A_v ile geribesleme devresi kazancı β çarpımı) 1 e eşit olmalıdır.

$$A_{ol} = A_v \cdot \beta = 1 \quad (3-1)$$

Buradan da anlaşılmalıdır ki kuvvetlendirici kazancı A_v 1'den büyük, geribesleme devresinin kazancı (dolayısı ile kaybı) β ise 1'den küçük olmalıdır.

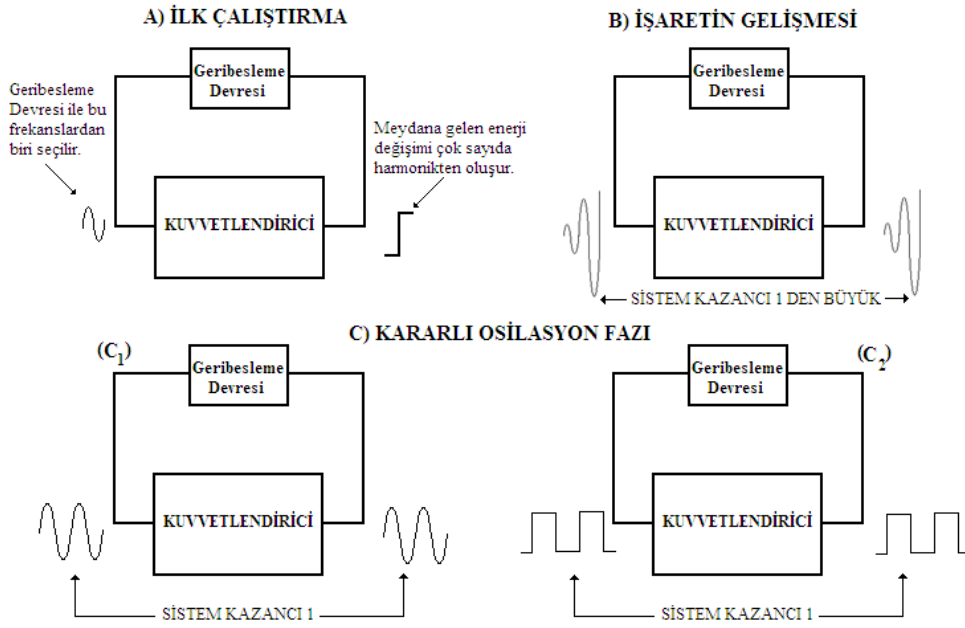
OSİLASYON KAVRAMI

Şekil 3.2 de de gösterildiği gibi osilatör için üç faz bulunur: İlk çalıştırma, işaretin gelişimi ve kararlı osilasyon fazları.

Osilasyon devresine ilk güç uygulandığında harici enerji kaynağı yardımı ile devrede meydana gelen değişim nedeni ile harmonikler açısından zengin ancak anlık bir geçiş dönemi yaşanır. Osilatörün geribesleme devresi, aynı zamanda, bir frekans belirleme devresidir. Devre çıkışında meydana gelen bu harmonikler içerisinde ancak geribesleme devresi tarafından belirlenen frekans girişe aynı fazda uygulanır.

İşaretin gelişimi fazında, kapalı çevrim kazancı 1 den büyük olmalıdır ki girişe uygulanan işaret kuvvetlendirici tarafından istenilen büyüklüğe zaman içerisinde ulaştırılsın.

Kararlı osilasyon fazında ise kapalı çevrim kazancı $A_v \cdot \beta = 1$ dir (Barkhausen Kriteri). Bu duruma ya kuvvetlendiricinin ya da geribesleme devresinin kazancını düşürecek bir devre düzenlemesi ile ulaşılabilir. Bu işlem kuvvetlendirici doyma (satürasyon) nedeni ile kırılmaya ulaşmadan önce yapılırsa çıkış işaretinin dalga şekli sinüs, aksi halde kuvvetlendiricinin kesim ve doyma aralıklarında çalışacağı kare dalga şeklinde olacaktır. Bu durum Şekil 3.3 de gösterilmiştir.



Şekil 3.3 Osilatör Çalışmasının Temelleri

LC OSİLATÖRLER

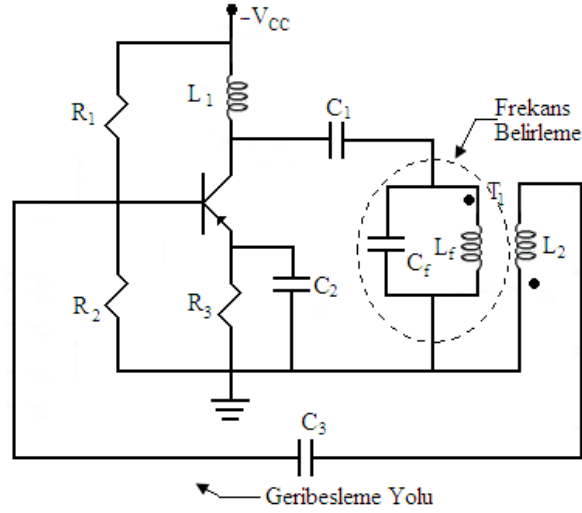
Osilatör devresi olarak pek çok çeşit devre kullanılmaktadır. Osilatörün kuvvetlendirici katı için BJT, FET, İşlemsel Kuvvetlendirici gibi aktif devre elemanları kullanılır. Bu elemanların seçiminde osilatörün çalışma frekansı da rol oynar.

LC osilatörler, 100 kHz ve üzeri frekanslar için uygundur. LC osilatörler genellikle yüksek frekanslar üretmek için kullanıldığından genellikle BJT ve FET gibi elemanlar kuvvetlendirici katında tercih edilir.

Şekil 3.4 de *Armstrong Osilatörü* gösterilmiştir. Osilatörün frekansı şekilde de gösterildiği gibi, geribesleme devresinde bulunan C_f ve L_f elemanları tarafından belirlenir. T1 geribesleme transformatorünün sekonder sargıları transistörün girişi olan baz noktasına bağlanmıştır. Kuvvetlendirici girişi ile çıkışı aynı fazdadır. Geribesleme işareti transistör girişine, R_1 ve R_2 dirençlerinin oluşturduğu DC beslemenin etkilenmemesi için C_4 kondansatörü üzerinden verilmiştir. L_1 indüktansı, *rf boğucu* (RFC) olarak adlandırılan rezonans frekansında yüksek direnç gösteren bir bobindir. Armstrong osilatörünün çalışma frekansı:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} \quad (3.2)$$

şeklinde hesaplanır.



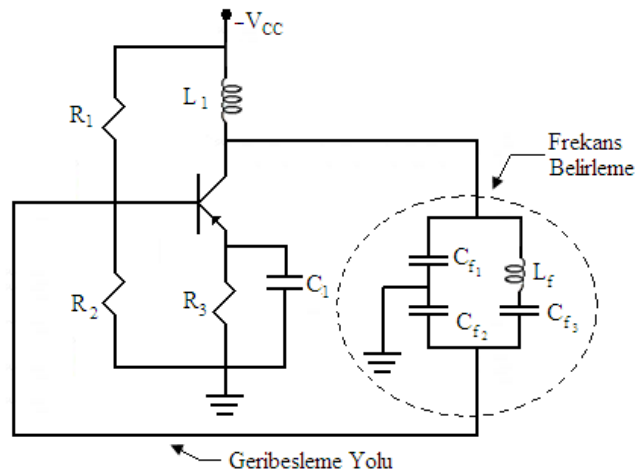
Şekil 3. 4 Armstrong Osilatörü

Şekil 3.5 de gösterilen Clapp osilatöründe frekans, C_{f1} , C_{f2} , C_{f3} kondansatörleri ve L_f indüktansı tarafından belirlenir. Clapp osilatörünün frekansı transistörün jonksiyon kapasitesinden genellikle etkilenmez. Bu osilatörün çalışma frekansı:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_{eş}}} \quad (3.3)$$

Bu eşitlikte yer alan $C_{eş}$ eşdeğer kapasitesi:

$$C_{eş} = \frac{1}{1/C_{f1} + 1/C_{f2} + 1/C_{f3}}$$



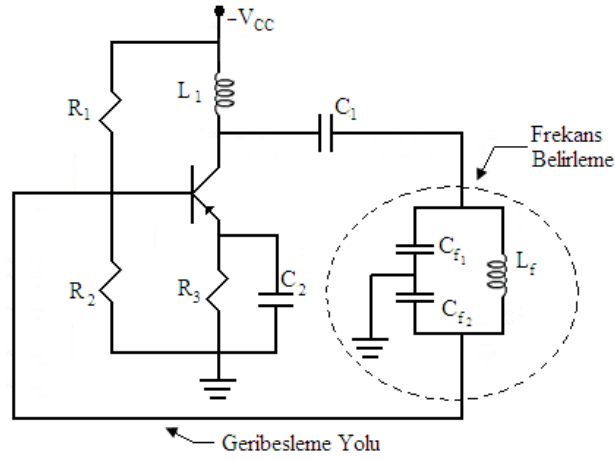
Şekil 3. 5 Clapp Osilatörü

Şekil 3.6 da gösterilen Colpitts Osilatöründe frekans C_{f_1}, C_{f_2} ve L_1 değerleri ile belirlenir. Rezonans frekansı transistörün jonksiyon kapasitesinden daha fazla etkilenir. Bu yüzden Clapp Osilatörü kadar yaygın kullanılmaz. Colpitts osilatörü için çalışma frekansı:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_{e\varsigma}}} \quad (3.4)$$

şeklindedir. Burada $C_{e\varsigma}$:

$$C_{e\varsigma} = \frac{C_{f_1} C_{f_2}}{C_{f_1} + C_{f_2}} \quad (3.5)$$



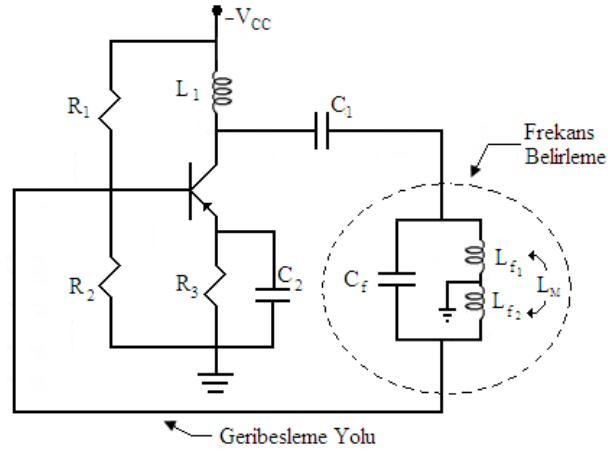
Şekil 3. 6 Colpitts Osilatörü

Bir başka LC osilatörü olan Hartley Osilatörü Şekil 3.7 de gösterilmektedir. Bu osilatörün çalışma frekansı iki ayrıık L_1 ve L_2 nin varlığı sonucu oluşan *ortak indüktans* L_M nedeniyle biraz karmaşık görünmektedir. L_M ortak indüktansının değeri, *bağlama sabiti* (K) yardımıyla belirlenir. Bütün bunlarla beraber Hartley osilatörünün çalışma frekansı:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{e\varsigma} C_f}} \quad (3.6)$$

Burada, f_r = Osilatörün çalışma (rezonans) frekansı (Hz)

$$L_{e\varsigma} = L_{f_1} + L_{f_2} + 2L_M \text{ (H)}$$

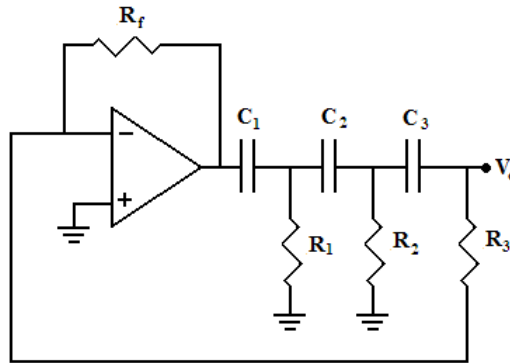


Şekil 3. 7 Hartley Osilatörü

RC OSİLATÖRLER

RC osilatörleri RC zaman sabitinin osilasyon frekansını belirlemesine dayanır. LC osilatörlerinin aksine yüksek frekanslar için uygun değildir. RC osilatörler birkaç megahertz frekansına kadar kullanılırlar. Bu nedenle kuvvetlendirici katında işlemsel kuvvetlendiriciler (Op-Amp) da kullanılabilir.

Şekil 3.8 de gösterilen *Faz Kaydırmalı Osilatör* devresinde kullanılan faz döndüren kuvvetlendirici giriş işareti ile çıkış işareti arasında 180° faz farkı vardır. İşlemsel kuvvetlendiricinin çıkış tarafında bulunan $C_1, R_1; C_2, R_2; C_3, R_3$ den oluşan devre ise çalışma frekansında toplam 180° faz döndürdüğünden devrenin çıkışı ile işlemsel kuvvetlendiricinin faz döndüren girişi arasında faz farkı bulunmamaktadır. Bu ise osilasyon koşulunu sağlar.



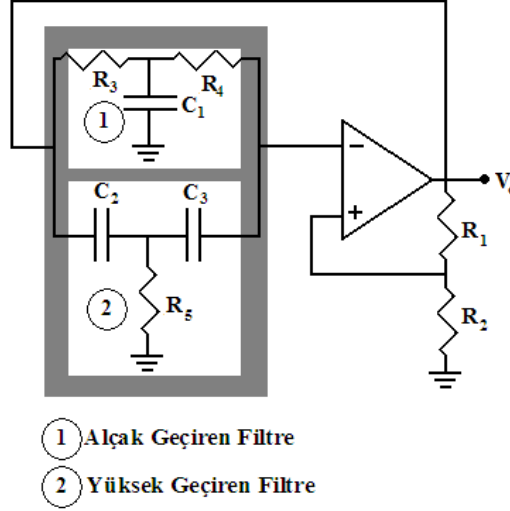
Şekil 3. 8 Faz Kaydırmalı Osilatör

Faz kaydırmalı osilatörün çalışma frekansı:

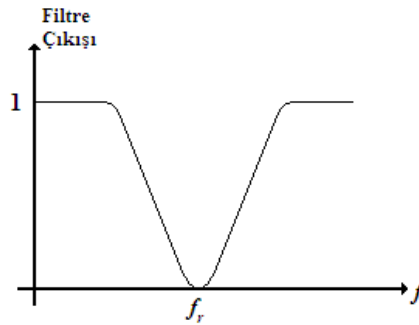
$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC} \quad (3.7)$$

eşitliği yardımıyla hesaplanır.

Bir başka RC filtre, iki adet T – tipi filtrenin geribesleme yolunda kullanılması nedeni ile *Twin (İkiz) – T* osilatör olarak adlandırılır (Şekil 3.9). T – tipi filtrelerden biri alçak geçiren diğeri ise yüksek geçiren filtre karakteristiğine sahiptir. Bu nedenle ikisinin paralel bağlanması ile Şekil 3-10 da frekans cevabı gösterilen bant – geçiren (notch) filtre elde edilir.



Şekil 3. 9 Twin – T Osilatör



Şekil 3. 10 Twin – T Osilatör Frekans Davranışı

Twin – T osilatörünün çalışma frekansı f_r :

$$f_r = \frac{1}{2\pi R_f C_f} \quad (3.8)$$

Burada

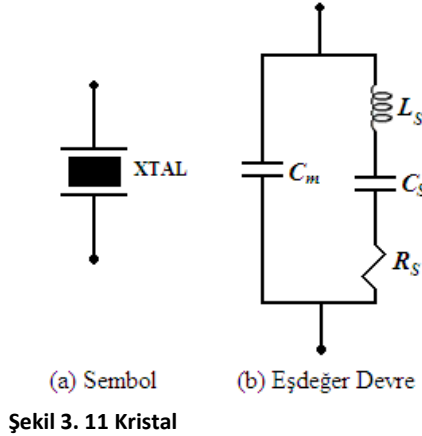
$$R_3 = R_4 = R_f, C_2 = C_3 = C_f$$

$$R_5 = \frac{R_f}{2}, C_1 = 2C_f$$

Twin – T osilatöründe genellikle R_1 direncinin yerine bir tungsten lamba kullanılır. Tungsten lambanın direnci başlangıçta küçüktür. Bu durumda kuvvetlendirici kazancı yüksek olacaktır. Lamba ısındığında direnci yükselerek sinüs osilasyonunun kararlı şekilde süreceği kazancı 1 e düşürür.

KRİSTAL KONTROLLÜ OSİLATÖRLER

Tam ve kararlı osilasyonun sağlanabilmesi için osilatörlerin geribesleme yolu üzerinde *piezoelektrik kristal* adı verilen doğal yapılar kullanılır. Piezo elektrik kristal aslında bir quartz kristalidir. Bu kristallerden piezoelektrik etkiye sahip bulunanlar bu amaç doğrultusunda kullanılırlar. Bu etki, kristalin üzerine bir AC gerilim uygulandığında mekanik uygulanan frekansta titreşim oluşturur. Bunun tersi de doğrudur. Yani kristal titreşime uğrarsa üzerinde bir gerilim oluşur. Bu kristalin üzerinde en büyük titreşim kendi doğal frekansında oluşur. Bu frekans kristalin fiziksel boyutları ve kesiti ile belirlenir.



Şekil 3.11 Kristal

Bir kristalin sembol ve eşdeğer devresi Şekil 3.11 de gösterilmektedir. Görüldüğü gibi kristal eşdeğer devresi bir seri – paralel RLC devresi olup, devre, ya seri rezonans ya da paralel rezonans çalışabilir. Seri rezonans devresi L_s , C_s ve R_s elemanlarından oluşurken paralel rezonans C_m elemanının devrenin diğer kısmına paralel olduğu durumdur. Anlaşılacağı üzere bir kristal *iki temel rezonans frekansına* sahiptir. Bu frekanslar:

$$f_{par} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{eş}}} \quad (3.9)$$

Burada:

f_{par} = Paralel temel rezonans frekansı

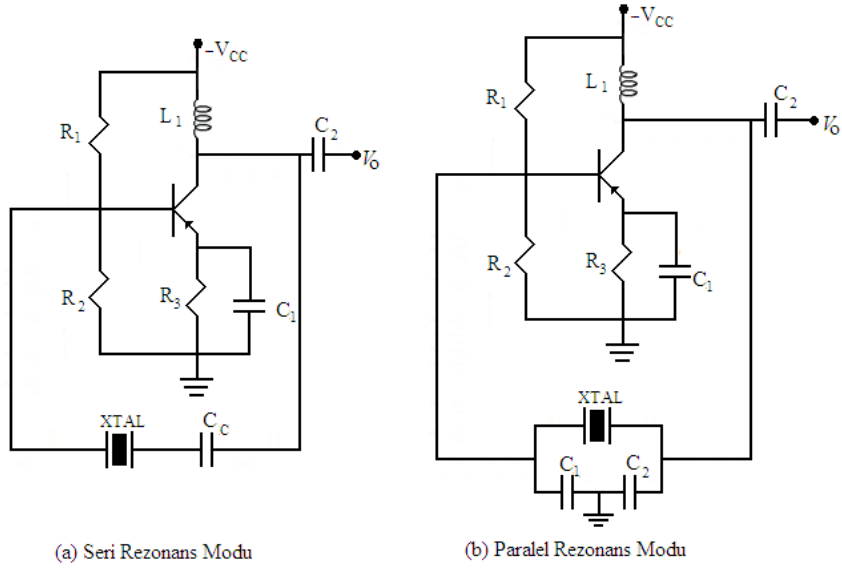
$$C_{eş} = \frac{C_s C_m}{C_s + C_m}$$

Seri rezonans modundaysa

$$f_{ser} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_s}} \quad (3.10)$$

Burada da f_{ser} seri rezonans frekansını göstermektedir. Genel olarak kristalin paralel rezonans frekansı, seri rezonans frekansından en az 1 kHz daha yüksektir.

Kristalin temel frekansı kristalin boyutlarına, kesitin tipine ve diğer faktörlere bağlıdır. Ancak kalınlık ile ters orantılıdır. Kristalin kalınlığı azaldıkça temel frekans artmaktadır. Kristalin kalınlığı ise kırılma riski yüzünden çok inceltilemediğinden temel frekans yaklaşık 20 MHz ile sınırlıdır. Ancak osilatörler kristalin, genellikle, tek katı olan (1, 3, 5,...) frekanslarda çalışabilir. Bu şekilde 100 MHz civarına kadar osilatör tasarlanabilir.



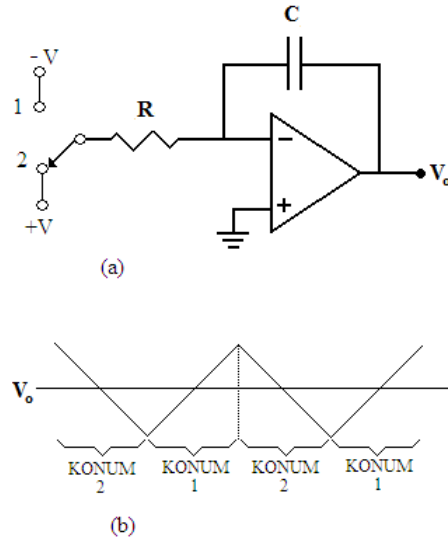
Şekil 3.12 Temel Kristalli Osilatörler

Geribesleme yolunda kristal kullanan iki osilatör Şekil 3.12 de gösterilmiştir. Seri rezonans modunda çalışan Şekil 12-(a) da gösterilen osilatör kristali seri rezonans frekansında minimum empedansı göstereceğinden geribesleme maksimum olacaktır. Şekil 3.12-(b) de gösterilen devrede ise kristal empedansı paralel rezonansa maksimum olacak, bu durumda da C_1 ve C_2 kondansatörleri üzerinde oluşacak maksimum gerilim C_1 kondansatörü üzerinden girişe ulaştırılacaktır.

NON-SİNÜSİDAL OSİLATÖRLER

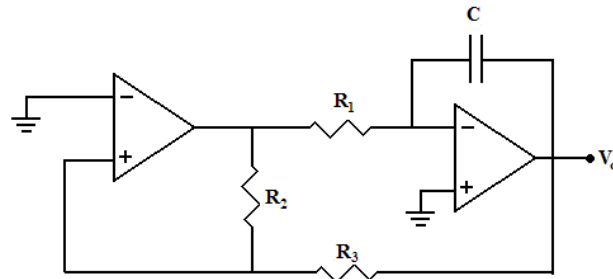
ÜÇGEN DALGA OSİLATÖRÜ

İşlemsel Kuvvetlendirici ile oluşturulan integral alıcı devre bir üçgen dalga osilatörü olarak kullanılabilir. Emel fikir Şekil 3-13 de de gösterildiği gibi simetrik bir çift DC gerilimin integral alıcı girişine uygulanmasıdır.

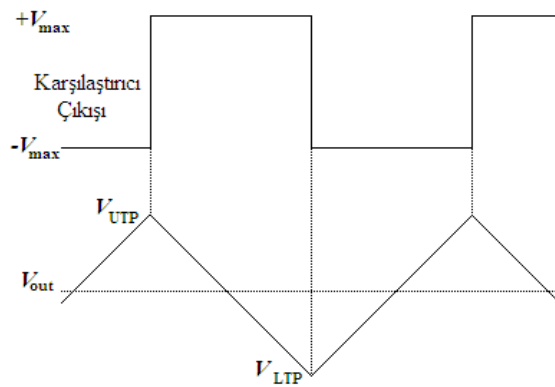


Şekil 3. 13 Üçgen Dalga Osilatörü

Pratikte bu işlem, integral alıcı devrenin önüne bir gerilim karşılaştırıcısı ilave edilerek oluşturulabilir. Buna ilişkin devre Şekil 3.14 de verilmiştir. Bu devrenin çalışması şu şekildedir. Gerilim karşılaştırıcısının çıkışının başlangıçta negatif seviyede olduğunu varsayalım. Bu durum Şekil 3.13 de anahtarın KONUM 1 anına eşittir. İntegral alıcı çıkışı belirli bir pozitif seviyeye ulaştığında (V_{UTP}) karşılaştırıcı çıkışı pozitif olur. Bu durum Şekil 3.13 de verilen KONUM 2 anına eşittir. İntegral alıcı çıkışı belirli bir negatif seviyeye ulaştığında (V_{LTP}) karşılaştırıcı çıkışı pozitif olur ve durum bu şekilde devam eder.



Şekil 3. 14 İki İşlemsel Kuvvetlendiricili Üçgen Dalga Osilatörü



Şekil 3. 15 Üçgen Dalga Osilatörü Çıkış dalga formları

diyodun davranışını gösterir. Anot geriliminin geçit geriliminin 0,7Vdan daha küçük olması durumunda ise PUT kesim (OFF) durumundadır. OFF durumu PUT üzerinden akan akımın belirli bir seviyenin altına düşmesine kadar devam eder.

Şekil 3.16 da verilen devrede integral alıcı girişine negatif bir gerilim uygulandığından devre çıkış gerilimi lineer biçimde yükselecektir. Başlangıç itibarı ile PUT, kesim (OFF) durumunda olup anot ucuna çıkış gerilimi uygulanmıştır. Devrenin V_G geçit gerilimi pozitif bir gerilimde, katot ucu ise görünürde toprak (0V) konumundadır. Devre çıkış gerilimi geçit geriliminin ($V_G = V_P$) 0,7V kadar üzerine çıktığında PUT iletme geçerek kondansatörü hızlı bir şekilde deşarj eder. Deşarj akımı aynı zamanda PUT'un iletim yönü akımıdır. Bu akım düzeyi düşünce PUT tekrar OFF konumuna geçeceği için kondansatör 0V'a kadar deşarj olamayıp V_F ile gösterilen bir gerilime kadar deşarj olur. Bu nokta da kesime giden PUT ile birlikte kondansatör tekrar şarj olmaya başlayacağından periyodik olarak bu durum devam edecek, sonuçta testere dişli periyodik bir işaret elde edilecektir.

Osilatörün frekansı integral alıcı devrenin RC zaman sabiti ve PUT' un tepe değerleri ile belirlenir. Kondansatörün şarj olma zamanı V_{IN}/RC olduğuna göre osilatörün periyodu:

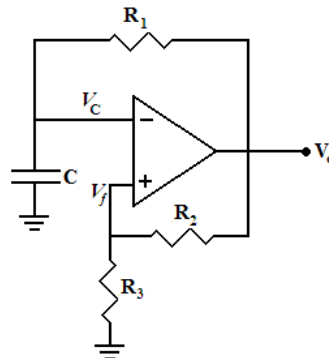
$$T = \frac{V_P - V_F}{|V_{IN}|/RC} \quad (3.14)$$

$f = 1/T$ olduğundan;

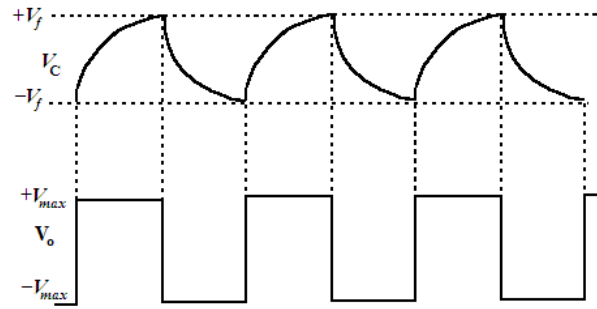
$$f = \frac{|V_{IN}|}{RC} \left(\frac{1}{V_P - V_F} \right) \quad (3.15)$$

DOLUP – BOŞALMALI OSİLATÖR

Şekil 3.17 de verilen devre çalışması kondansatörün dolup (şarj) boşalması (deşarj) esasına dayandığından *Dolup – Boşalmalı Osilatör* olarak adlandırılır. Dikkat edilirse kondansatör gerilimi işlemsel kuvvetlendiricinin faz çeviren ucuna uygulanmış; faz çevirmeyen noktaya ise R_2 ve R_3 dirençleri üzerinden geribesleme uygulanmıştır. İlk anda kondansatör boş olduğundan giriş gerilimi 0V dur. Bu durum çıkış gerilimini pozitif maksimuma ($+V_{max}$) götürür. Bu durumda kondansatör R_1 direnci üzerinden şarj olmaya başlar. Kondansatör gerilimi (V_C), geribesleme gerilimine (V_f) ulaştığında ise çıkış gerilimi negatif maksimuma ($-V_{max}$) gider. Bu durumda da kondansatör R_1 direnci üzerinden $+V_f$ geriliminden $-V_f$ gerilimine doğru deşarj olur. Kondansatör gerilimi $-V_f$ değerine ulaştığında ise çıkış yeniden pozitif maksimuma ($+V_{max}$) gidecektir. Buna ilişkin dalga formları Şekil 3.18 de gösterilmiştir.



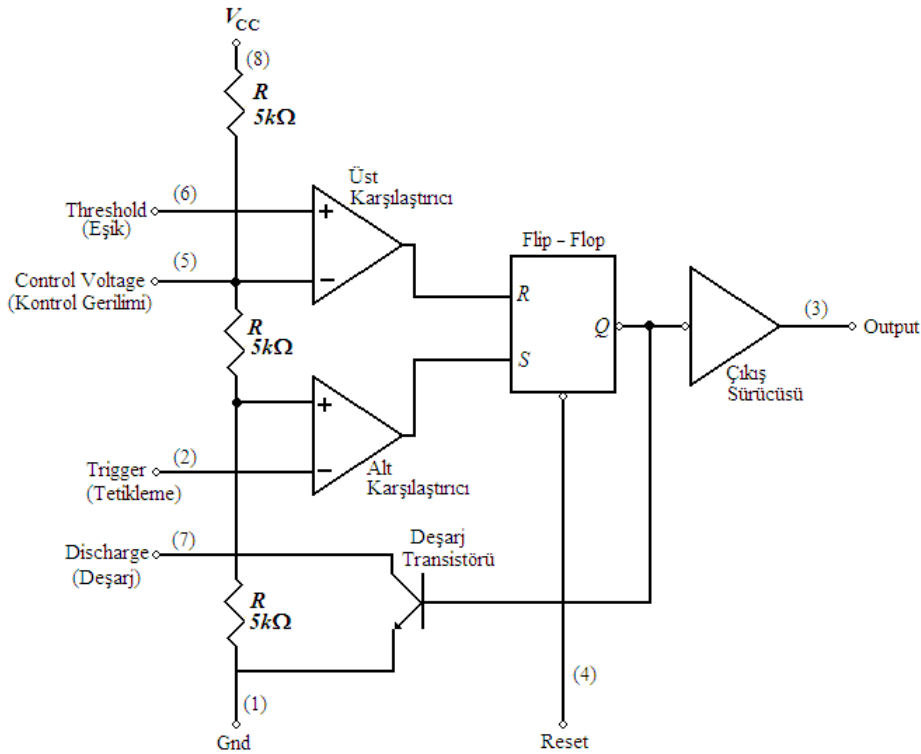
Şekil 3. 17 Dolup Boşalmalı Osilatör



Şekil 3. 18 Dolup Boşalmalı Osilatör Dalga Formları

IC OSİLATÖRLER

Günümüz sistemlerinde, ister sinüzoidal ister non – sinüzoidal, osilatör ihtiyacı tümleşik devreler (IC) ile giderilmektedir. Hemen hemen her frekans ve dalga şekline cevap verecek osilatörler tümleşik devre halinde piyasada bulunabilir. Biz bu başlık altında 555 tümleşik devresi yardımı ile oluşturulan kare dalga osilatörünü tanıyacağız.

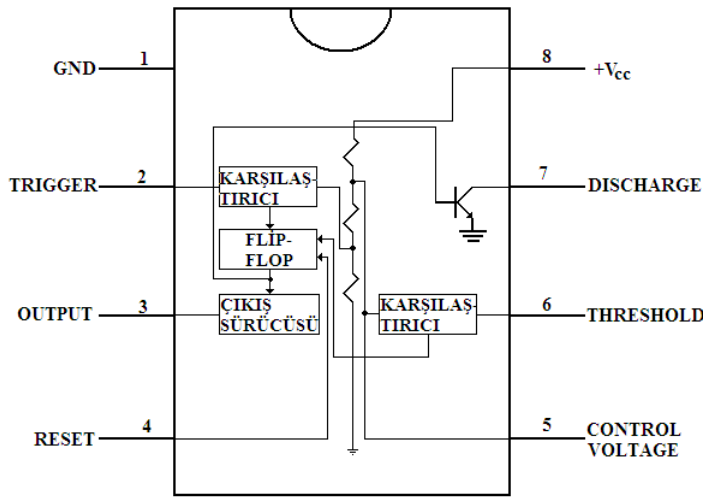


Şekil 3. 19

555 tümleşik devresi, Şekil 3.19 da gösterildiği gibi, iki gerilim karşılaştırıcısı, bir flip – flop, bir deşarj transistörü ve gerilim bölücünden oluşur. Flip – flop (iki kararlı multivibratör) digital elektronik devre elemanıdır. Özet olarak flip – flop, çıkışı yüksek (set) ya da alçak

gerilim (reset) seviyesi olan iki durumlu bir devre elemanıdır. Çıkışın durumu girişten uygulanacak işaretler ile değiştirilebilir.

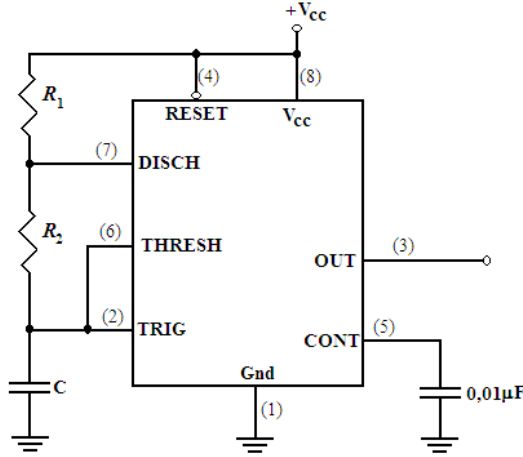
Yapı içerisinde üç adet direnç ile oluşturulan gerilim bölücü, karşılaştırıcıların eşik gerilimlerini belirlemektedir. Her üç direnç de eşit değere sahip olduğundan üst karşılaştırıcı $2/3 V_{CC}$ alt karşılaştırıcı ise $1/3 V_{CC}$ eşik gerilimine sahiptir. Karşılaştırıcı çıkışları ise flip – flop’ un durumunu kontrol etmektedir. Tümeleşik devrenin tetikleme (trigger) girişi $1/3 V_{CC}$ gerilimine doğru düştüğünde, flip – flop set konumuna gelerek çıkış gerilimini yüksek seviyeye sürer. Tümeleşik devrenin eşik (treshold) girişi $2/3 V_{CC}$ değerine doğru yükseldiğinde ise üst karşılaştırıcı flip – flop’ u resetleyerek çıkış gerilimini düşük seviyeye çeker. Aşağıda açıklandığı gibi uygun bir RC zamanlama devresi ile 555 tümeleşik devresi bir kare dalga osilatörü olarak kullanılabilir. Şekil 3.20 de 555 entegresinin üstten görünüşü verilerek tümeleşik devre uçları ile blokları arasındaki ilişki gösterilmiştir.



Şekil 3. 20

KARARSIZ (ASTABLE) MOD

Şekil 3.21 de verilen devrede 555 zamanlama tümeleşik devresi kararsız modda serbest çalışan non – sinüzoidal osilatör olarak düzenlenmiştir. Dikkat edilirse eşik (treshold) girişi ile tetikleme (trigger) girişi birleştirilmiştir. R_1 , R_2 ve C elemanları, kare dalganın frekansını belirlemek üzere dışarıdan bağlanmıştır. Devrede bulunan $0,01\mu F$ kondansatör besleme kaynağında meydana gelecek dalgalanmaların devreyi etkilemesini önlemek için yerleştirilmiştir. Devrenin ana çalışmasına herhangi bir etkisi yoktur ve bazı uygulamalarda kullanılmaz.



Şekil 3. 21

Devreye enerji verildiğinde dışarıdan bağlanan C kondansatörü boştur ve bu nedenle TRIG girişi $0V$ seviyesindedir. Bu durum alt – karşılaştırıcı çıkışını yüksek, üst karşılaştırıcı çıkışını alçak seviyeye çeker. Bu durum flip – flop çıkışını alçak seviyede tutarak deşarj kondansatörünün tıkalı kalmasını sağlar. Bu durumda C kondansatörü R_1 ve R_2 dirençleri üzerinden şarj olmaya başlar. Kondansatör gerilimi $1/3 V_{CC}$ gerilimine ulaştığında alt-karşılaştırıcı çıkışını alçak seviyeye, $2/3 V_{CC}$ gerilimine ulaştığında da üst karşılaştırıcı çıkışını yüksek seviyeye çeker. Bu durum flip – flop’ u resetler ve deşarj transistörünün bazına uyguladığı gerilimle transistörü iletme geçirir. Bu andan itibaren kondansatör, Şekil 3.22 de gösterildiği gibi, R_2 direnci ve deşarj transistörü üzerinden deşarj olur. Deşarj aşamasında kondansatör gerilimi yeniden $1/3 V_{CC}$ gerilimine ulaştığında ilk hale geri dönülür, üst ve alt karşılaştırıcılar, sırası ile, düşük ve yüksek seviyeye gelir; flip-flop çıkışı yeniden konum değiştirir; transistör tıkanır ve kondansatör yeniden şarj olmaya başlar. Sonuç itibarı ile kondansatör üzerinde Şekil 3.22 de gösterildiği gibi, üçgen benzeri bir dalga formu oluşturur.

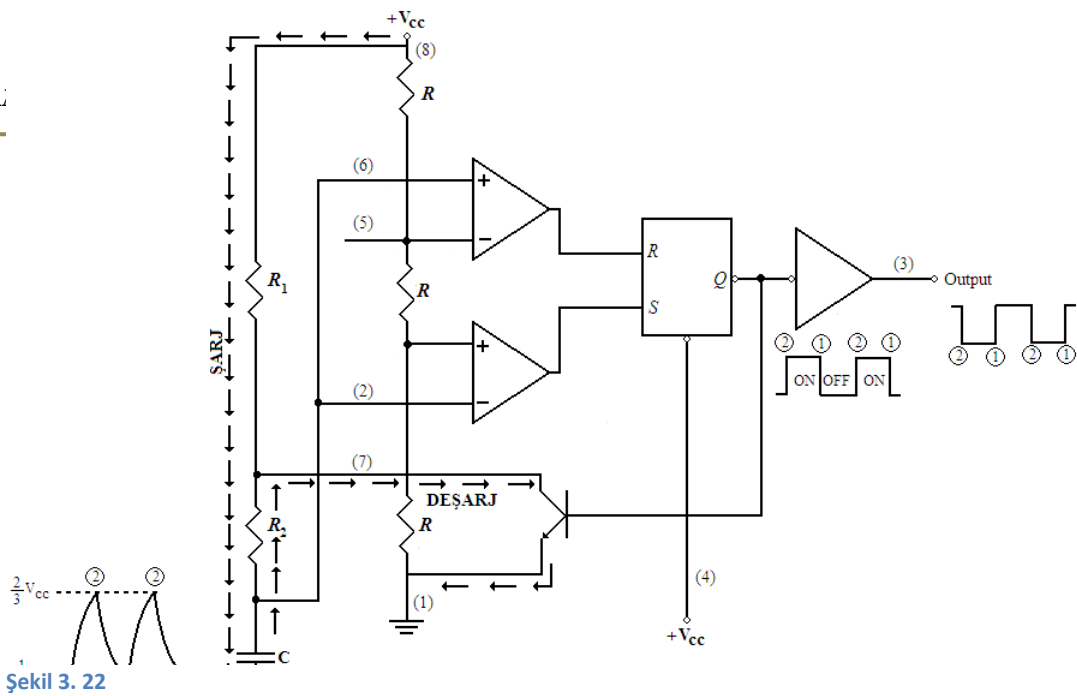
Kondansatör üzerinde oluşan işaretin periyodu, kondansatörün dolma zamanı ile boşalma zamanının toplamına eşittir. Devrede bulunan kondansatör $R_1 + R_2$ direnci üzerinden şarj olurken R_2 direnci üzerinden deşarj olmaktadır. Bu durumda şarj zaman sabiti $(R_1 + R_2)C$, deşarj zaman sabiti R_2C saniyedir. Kondansatör $1/3 V_{CC}$ ile $2/3 V_{CC}$ gerilimleri arasında şarj ve deşarj olduğundan şarj zamanı t_H ve deşarj zamanı t_L :

$$t_H = 0,693(R_1 + R_2)C \quad (3.16)$$

$$t_L = 0,693R_2C \quad (3.17)$$

eşitlikleri ile ifade edilir. Bu durumda periyot:

$$\begin{aligned} T &= t_H + t_L \\ &= 0,693(R_1 + 2R_2)C \end{aligned} \quad (3.18)$$



Şekil 3.22

ve frekans:

$$f = \frac{1,44}{(R_1 + 2R_2)C} \quad (3.19)$$

ile ifade edilir.

Yukarıda verilen (3.16) ve (3.17) eşitlikleri incelenirse kondansatörün şarj olma zamanı ile deşarj olma zamanı birbirine eşit değildir. Bu durum, çıkışta oluşacak kare dalganın darbe zamanı ile boşluk zamanının birbirine eşit olmamasına neden olur. Bir kare dalganın darbe zamanının periyoduna oranı *Darbe Periyot Oranı (DPO)* olarak adlandırılır. Bu durumda:

$$\begin{aligned} DPO &= \frac{t_H}{t_H + t_L} \\ &= \frac{R_1 + R_2}{R_1 + 2R_2} \end{aligned} \quad (3.20)$$

Darbe Periyot oranı % olarak da verilebilir:

$$DPO(\%) = DPO \times 100 \quad (3.21)$$

Darbe süresi boşluk süresine eşit bir kare dalga için $DPO(\%) = \%50$ olması gerektiği açıktır. Ancak 555 entegresi kullanarak elde ettiğimiz devrenin DPO yüzdesi %50 den daha fazla olacaktır. Bunu yapabilmek için kondansatörün R_1 direnci üzerinden dolup R_2 direnci üzerinden boşalmasını sağlamak üzere Şekil 3.21 deki devreye aşağıdaki gibi bir diyot eklenebilir.

