

4. OSİLATÖRLER

Tümdevre tekniğinde kullanılan osilatörleri iki ana gruba ayırmak mümkündür; akortlu LC osilatörleri ve dolup - boşalmalı osilatörler. Akortlu osilatörler daha çok yüksek frekans uygulamalarında kullanılırlar. Tümdevre tekniğinde alçak frekanslarda yaygın olarak kullanılan osilatör tipi ise dolup-boşalmalı osilatörlerdir. Dolup-boşalmalı osilatörler, dolup boşalma sürelerinin eş seçilmesi halinde, üçgen ve kare dalga üretirler. Sinüs dalga şekli ise bir dalga şekillendirici düzeni yardımıyla üçgen dalgadan türetilir. Bu bölümde dolup-boşalmalı osilatörler ayrıntılı olarak ele alınıp incelenecektir.

4.1. Dolup-Boşalmalı Osilatörler

Dolup boşalmalı osilatörler, bir zamanlama kondansatörünün devre yapısıyla belirlenen iki gerilim seviyesi arasında sıralaşmalı olarak doldurulup boşaltılması ilkesine dayanarak çalışan osilatörlerdir. Bu yapılar periyodik bir çıkış işareti verirler. Üretilen işaretin frekansı zamanlama kondansatörünün kapasitesi ile ters orantılıdır.

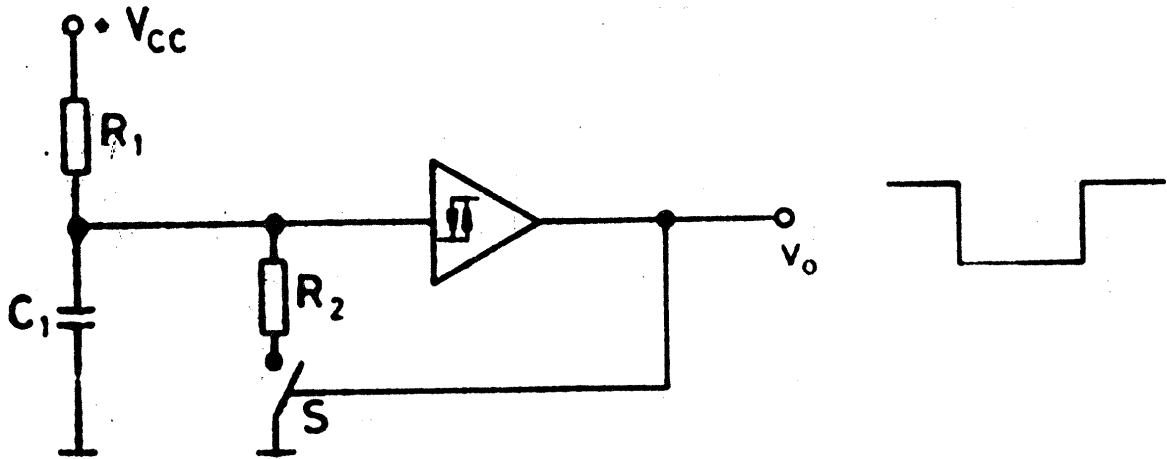
Dolup-boşalmalı osilatörleri üç gruba ayırmak mümkündür, bunlar

1. RC dolup boşalmalı osilatörler,
2. Sabit akımla dolup boşalan osilatörler (IC osilatörleri),
3. Emetör bağlamalı ikili devreler

başlıkları altında toplanabilir.

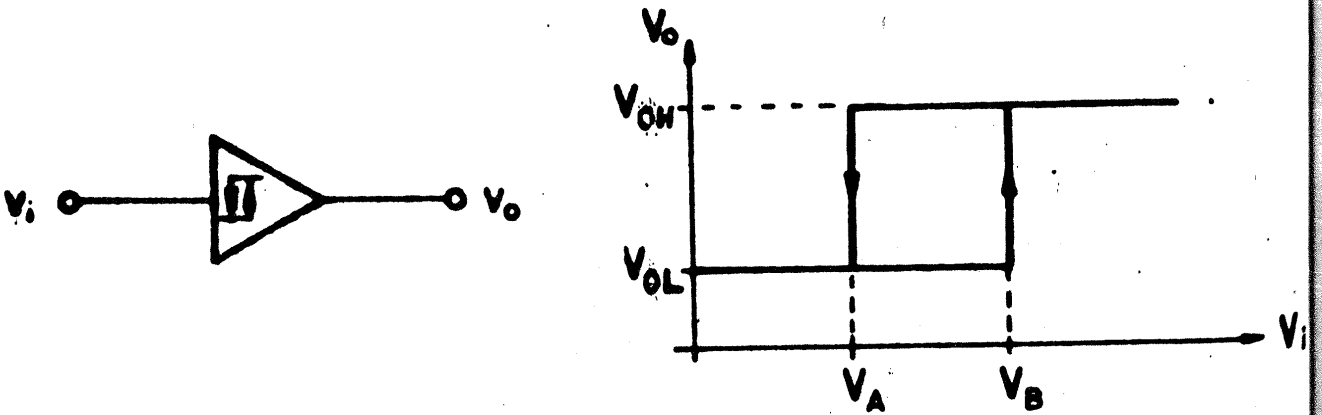
4.1.1. RC Dolup-Boşalmalı Osilatörler

Bu osilatör yapısında C zamanlama kondansatörü dirençler üzerinden dolup boşalmaktadır. En basit RC dolup-boşalmalı osilatör yapısı Şekil-4.1'de görülmektedir. C_1 , R_1 ve R_2 zamanlama



Şekil 4.1. Basit RC dolup-boşalmalı osilatör yapısı.

elemanları, histerezisli bir seviye detektörü ve S topraklama anahtarı ile bir osilatör yapısı oluşturulmuştur. Histerezisli seviye detektörü olarak isimlendirilen yapı, bir Schmitt tetikleme devresinden başka bir şey değildir. Schmitt tetikleme devresinin giriş-çıkış karakteristiği Şekil-4.2'de verilmiştir. Şekilde, devrenin alt konum değiştirme eşiği



Şekil 4.2. Schmitt tetikleme devresinin giriş-çıkış karakteristiği; (a) Schmitt tetikleme devresi sembolü, (b) faz döndürmeyen karakteristik.

V_A , üst konum değiştirme eşiği de V_B ile gösterilmiştir. S anahtarı açık iken C_1 kondansat6r6 V_A geriliminden başlayarak R_1 direnci 6zerinden $V_{CC}-V_A$ gerilimiyle dolmaya başlar ve gerilim V_{CC} seviyesine doğru 6stel olarak

$$v_c(t) = (V_{CC} - V_A) \cdot (1 - e^{-t/\tau_1}) + V_A \quad (4.1)$$

bağintısını izleyerek y6kselir. Y6kselme zaman sabiti

$$\tau_1 = R_1 \cdot C_1 \quad (4.2)$$

şeklindedir. Schmitt tetikleme devresinin V_B konum değiştirme eşiğine $t=T_1$ anında ulaşılır. (4.1) bağintısından T_1 s6resi hesaplanırsa

$$T_1 = \tau_1 \cdot \ln \frac{V_{CC} - V_A}{V_{CC} - V_B} \quad (4.3)$$

bağintısı bulunur. T_1 s6resi, V_A seviyesinden V_B seviyesine kadar geçen s6redir. Bu durumda Schmitt tetikleme devresi konum değiştirir ve S anahtarını kapar, değişken işaretler açısından R_1 ve R_2 dirençlerinin paralel geldikleri dikkate alınırsa, devrenin zaman sabiti

$$\tau_2 = (R_1 // R_2) \cdot C_1 \quad (4.4)$$

olur. C_1 kondansat6r6, V_B değerinden R_1 ve R_2 dirençlerinin belirlediği

$$V_L = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (4.5)$$

değerine doğru τ_2 zaman sabiti ile boşalır. Bu zaman diliminde v_c gerilimi

$$v_c(t) = (V_B - V_L) \cdot e^{-t/\tau_2} + V_L \quad (4.6)$$

bağintısını izler. Değişimin başlangıcı $t=0$ olarak alınırsa, v_c geriliminin V_B seviyesinden V_A seviyesine ulaşana kadar geçecek T_2 s6resi

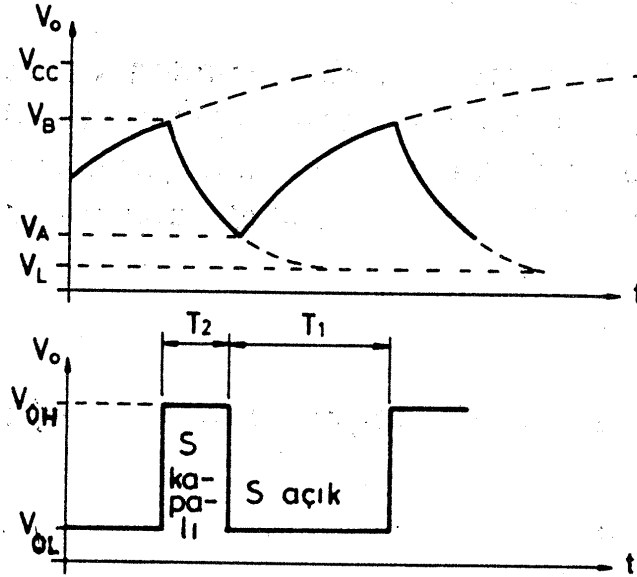
$$T_2 = \tau_2 \cdot \ln \frac{V_B - V_L}{V_A - V_L} \quad (4.7)$$

olur. V_A gerilimine ulaşılınca Schmitt tetikleme devresi tekrar konum değiştirir ve S anahtarını açar, böylece C_1 kondansatörü tekrar R_1 üzerinden dolmaya başlar ve olay daha önce anlatılan biçimde sürer. C_1 kondansatörünün uçlarındaki gerilimin ve Schmitt tetikleme devresinin çıkış geriliminin dalga Şekilleri Şekil-4.3'de görülmektedir. Üretilen işaretin periyodu

$$T = T_1 + T_2$$

olduğundan, bunun frekansı da

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{T_1 + T_2}$$



Şekil 4.3. Basit RC dolup-boşalmalı osilatörün dalga Şekilleri.

Şeklinde hesaplanabilir. T_1 ve T_2 süreleri için bulunan ifadeler frekansı veren bağıntıda yerine konursa

$$f = \frac{1}{R_1 \cdot C_1 \left[\ln \frac{V_{CC} - V_A}{V_{CC} - V_B} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \ln \frac{V_B - V_L}{V_A - V_L} \right]} \quad (4.8)$$

bağıntısı elde edilir.

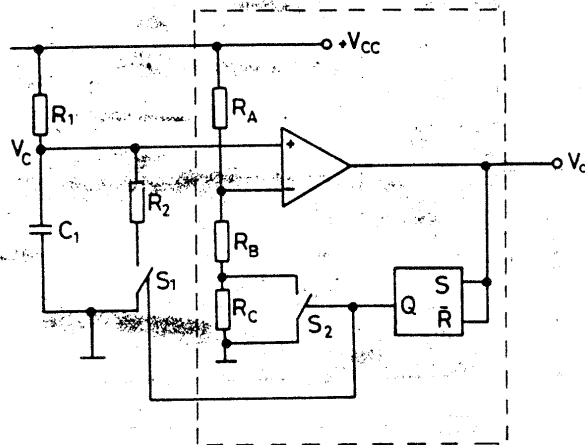
Schmitt tetikleme devresi bu tür osilatör yapılarında en kritik elemandır. Eşik gerilimlerinin kararlılığı ve doğruluğu, doğrudan doğruya osilatör frekansının doğruluğuna etki eder. Schmitt tetikleme devresini gerçekleştirmek üzere çeşitli konfigürasyonlar bulunmaktadır. Ancak, tekaş tümdevre tekniğinde yaygın olarak kullanılan iki temel yapıyla karşılaştırılır, bunlar tek karşılaştırıcılı ve iki karşılaştırıcılı Schmitt tetikleme devreleridir.

Tek Karşılaştırıcılı Schmitt Tetiklemeli Devreleri ile RC Osilatörleri

Tek karşılaştırıcı kullanılarak gerçekleştirilen bir RC dolup boşalmalı osilatörünün yapı ilkesi Şekil-4.4'de verilmiştir. Karşılaştırıcı, faz döndürmeyen girişine uygulanan v_c gerilimini faz döndüren girişindeki gerilimle karşılaştırmaktadır. Bu gerilim bir gerilim bölücü ile sağlanmıştır. S_2 anahtarının açık ve kapalı olmasına bağlı olarak, gerilim bölünmesi, dolayısıyla karşılaştırma gerilimi değişmektedir.

S_1 ve S_2 anahtarları açıkken C_1 kondansatörü üstel olarak V_{CC} gerilimine doğru dolar. Kondansatörün uçlarındaki v_c geriliminin

$$V_B = V_{CC} \frac{R_B + R_C}{R_A + R_B + R_C} \quad (4.9)$$



Şekil 4.4. Tek karşılaştırıcılı Schmitt tetikleme devresi ile kurulan RC dolup-boşalmalı osilatör yapısı.

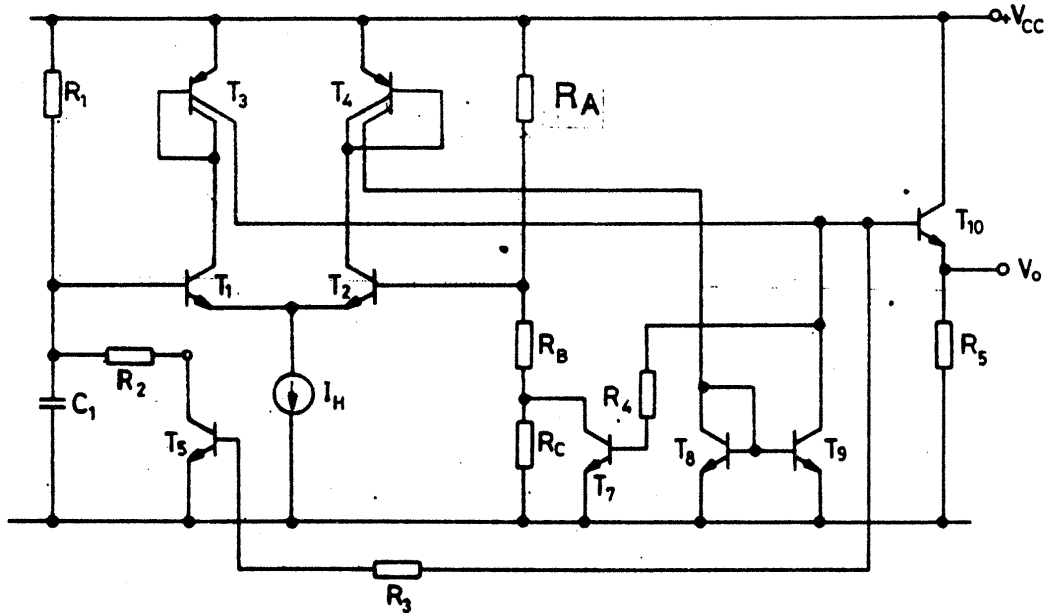
Üst eiğine ulaşması halinde karılatırıcı konum değiştirir ve ikili devreyi S (yazma) konumuna getirir. Böylece S₁ ve S₂ anahtarları kapanır. S₂ anahtarının kapanmasıyla R_C direnci kısa devre olur ve gerilim bölücünün bölme oranı değişir. Bunun sonucunda eik geriliminin yeni değeri

$$V_A = V_{CC} \frac{R_B}{R_A + R_B} \quad (4.10)$$

olur. $V_A < V_B$ olduğundan ve S₁ kapandığından, C₁ kondansatörünün uçlarındaki gerilim üstel olarak azalır. Gerilim V_A değerine ulaşınca, karılatırıcı konum değiştirir ve ikili devreyi R (silme) konumuna getirir. Dolayısıyla, S₁ ve S₂ anahtarları tekrar açılırlar ve yeni bir periyot balar. Schmitt tetikleme devresinin histerezis

$$V_H = V_B - V_A = V_{CC} \frac{R_A R_C}{(R_A + R_B + R_C)(R_A + R_B)} \quad (4.11)$$

eklindedir. Bağıntılardan fark edileceği gibi, V_A, V_B ve V_H büyüklükleri V_{CC} besleme gerilimine bağımlıdır. Ancak, doldurma ve boşaltma akımları da V_{CC} gerilimi ile orantılıdır. V_{CC} artarsa V_H histerezis gerilimi, dolayısıyla işaret genliği de artar. Bununla beraber, doldurma ve boşaltma akımları da yükseleceğinden, üstel değişimin eğimi de aynı oranda artmakta ve bağımlılık ortadan kalkmaktadır. Bu ilkeye göre çalışan bir yapı rneği Şekil-4.5'de verilmiştir.



Şekil 4.5. Tek karılatırıcı Schmitt tetikleme devresi ile dolup boalmalı RC osilatörü.

Şekildeki devrede T_1 - T_2 tranzistorları akım aynası yüklü bir karşılaştırıcı oluştururlar. T_3 ve T_4 çok kolektörlü pnp tranzistorlarından her biri birer akım aynası görevi görmektedir. T_7, T_8 ve T_9 tranzistorlarının da katılmasıyla devre aynı anda ikili devre işlevini de yerine getirmekte, bunun yanısıra T_7 tranzistoru S_2 anahtarı olarak görev yapmaktadır. T_{10} tranzistoru ayırıcı çıkış katı görevini üstlenmekte, ayrıca S_1 anahtarı olarak çalışan T_5 tranzistorunu sürmektedir. R_1 , R_2 ve C_1 elemanları, devreye dışarıdan bağlanan zamanlama elemanlarıdır. Schmitt tetikleme devresinin V_A ve V_B alt ve üst eşik gerilimleri R_A, R_B ve R_C direnç dizisi ile belirlenir.

Devrenin çalışması aşağıda anlatılmıştır:

C_1 kondansatörünün uçlarındaki gerilimin V_A seviyesinden itibaren yükseldiği varsayalım. Bu durumda T_2 iletimde, T_1 ise kesimde olur. İletimde olan T_2 tranzistoru T_4 akım aynasını, bu da T_8 - T_9 akım aynasını ilettime sokar. T_3 akım aynası kesimde olduğundan ve bunun çıkışı iletimde olan T_9 tranzistorunun aktif yükünü oluşturduğundan, T_9 tranzistorunun kolektörü V_{CEsat} gerilimini alır, bununla T_5 ve T_7 tranzistorları kesime sürülürler; başka bir deyişle, S_1 ve S_2 anahtarları açık olurlar. S_2 anahtarının açık olmasının bir sonucu olarak, Schmitt tetikleme devresinin eşik gerilimi

$$V_B = \frac{R_B + R_C}{R_A + R_B + R_C} \cdot V_{CC} \quad (4.12)$$

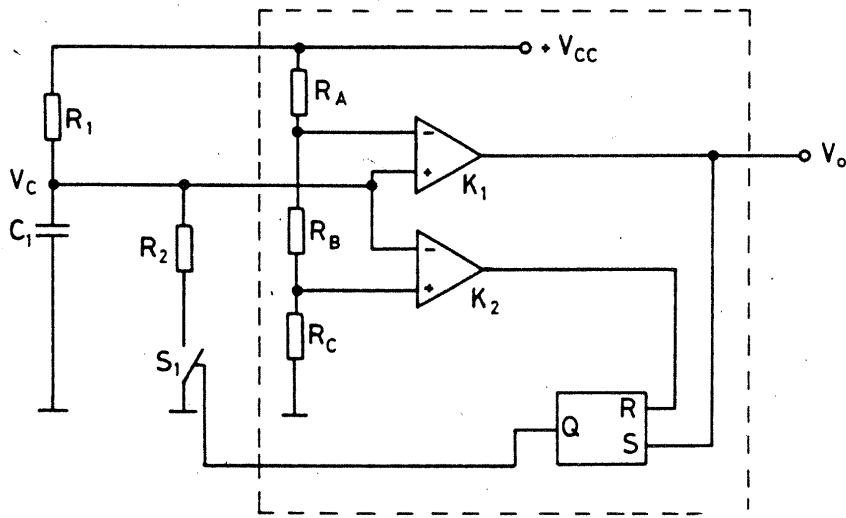
değerini alır. T_1 tranzistorunun bazındaki gerilimin bu değere ulaşması halinde T_1 ilettime geçer ve T_3 akım aynasını ilettime sürer. T_2 ve T_4 kesime sürüldüklerinden T_8 - T_9 akım aynası da kesimde olur. T_3 iletimde T_9 kesimde olduğundan, bunların kolektör gerilimi yükselir, T_{10} tranzistoruyla T_5 ve T_7 tranzistorlarını ilettime sokar. Böylece S_1 ve S_2 anahtarları kapanmış olurlar. C_1 kondansatörü $R_1//R_2$ üzerinden boşalır. Schmitt tetikleme devresinin eşik gerilimi

$$V_A = V_{CC} \frac{R_A}{R_A + R_B} \quad (4.13)$$

değerini alır ve kondansatörün uçlarındaki gerilim bu V_A değerine ulaşana kadar boşalma süreci devam eder. V_A gerilimine ulaşılınca devre konum değiştirir ve yeni bir doldurma işlemi başlar. Bu devre yapısının en önemli sakıncası, kutuplama direnęlerinin V_A ve V_B eşik gerilimlerinde anahtarlanmasıdır. Direnęlerdeki parazitik kapasiteler anahtarlama hızını azaltan önemli bir etkendir. Devrenin maksimum ęalıřma hızı 50-100 kHz civarında olur.

Çift Karşılaştırıcılı Schmitt Tetikleme Devresi ile RC Osilatörleri

Tek karşılaştırıcılı Schmitt tetikleme devresinde karşılaşılan direnę anahtarlama zorunluluğu, iki ayrı karşılaştırıcı yardımıyla Schmitt tetikleme devresi kurularak ortadan kaldırılabılır. Bu yönteme dayanılarak geręekleřtirilen bir dolup - boşalmalı RC osilatörü devresi Şekil-4.6'da görülmektedir. Şekilden farkedileceği gibi, Schmitt tetikleme devresi K_1 ve K_2



Şekil 4.6. İki karşılaştırıcılı Schmitt tetikleme devresi ile kurulan RC dolup boşalmalı osilatör yapısı.

karşılaştırıcıları ile kurulmuştur. Karşılaştırıcıların ęıkıř işaretlerinin değişim yönleri terstir. K_1 karşılaştırıcısının ęıkıř gerilimi giriş geriliminin V_B den büyük olması durumunda pozitive, K_2 karşılaştırıcısınıninki ise giriş geriliminin V_A 'dan daha kğk olması halinde pozitive gitmektedir. C_1 kondansatörünün R_1 üzerinden dolmaya başladığı varsayılıں. Bu durumda her iki karşılaştırıcıya uygulanan ortak V_c gerilimi V_A dan büyük, V_B den kğktr.

Böylece K_1 in çıkışı düşük potansiyelde olur. V_C gerilimi V_A dan yüksek olduğundan K_2 nin çıkışı da düşük potansiyelindedir ve SR ikilisi daha önceki durumunu saklar.

C_1 kondansatörünün uçlarındaki gerilimin ilk başta sıfırdan itibaren yükseleceği dikkate alınır, ilk anda K_2 karşılaştırıcısının çıkışının yüksek seviyeli olacağı ve SR ikilisini R(silme) durumuna getireceği, böylece $Q=0$ olacağı ve S anahtarının açılacağı açıktır. Yukarıda değinilen ara bölgede de saklama konumu nedeniyle aynı durum sürecektir. V_C gerilimi V_B üst eşik gerilimine ulaşınca K_1 karşılaştırıcısı konum değiştirir ve çıkışı yüksek seviyeli olur, bunun sonucunda SR ikilisi S konumunu ve Q çıkışı da $Q=1$ değerini alır. Bununla S_1 anahtarı kapanır ve C_1 kondansatörü $R_1//R_2$ üzerinden boşalmaya başlar. Bu boşalma V_C gerilimi V_A alt eşik gerilimine ulaşana kadar sürer. Bu noktada ikili R konumuna geçer ve yeni bir periyot başlar. Schmitt tetikleme devresinin eşik gerilimleri

$$V_B = V_{CC} \frac{R_B + R_C}{R_A + R_B + R_C} \quad (4.14)$$

$$V_A = V_{CC} \frac{R_C}{R_A + R_B + R_C}$$

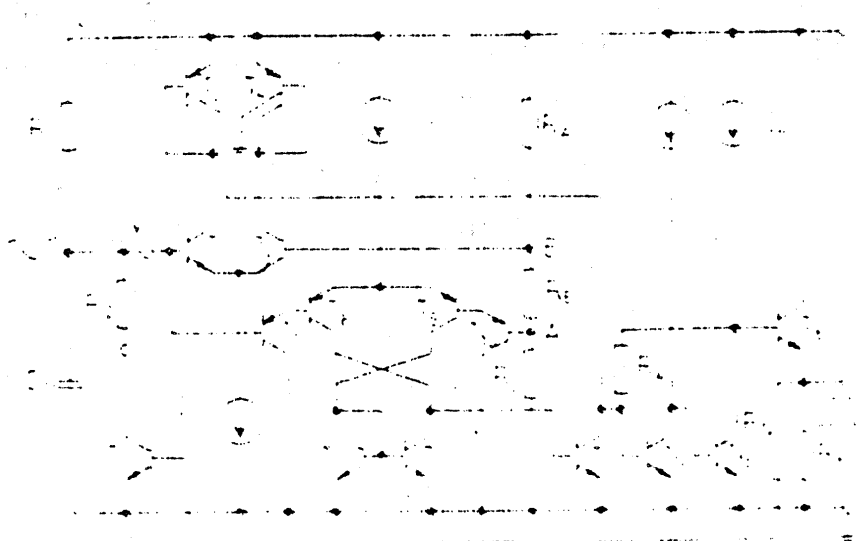
olduğundan, histerezis gerilimi de

$$V_H = V_B - V_A = V_{CC} \frac{R_B}{R_A + R_B + R_C} \quad (4.16)$$

değerini alır.

V_A ve V_B gerilimleri V_{CC} besleme gerilimine bağımlıdır. Bununla beraber, doldurma ve boşaltma akımları da V_{CC} gerilimine bağımlı olduklarından, bunların etkileri birbirini yok ederler.

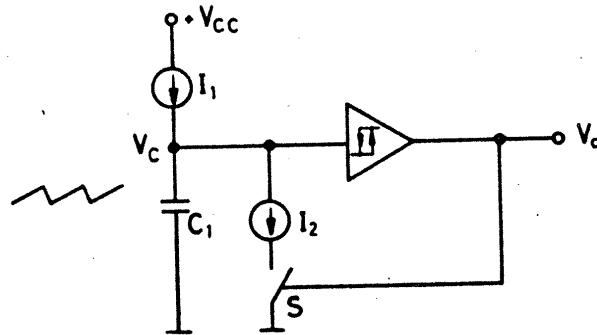
Çift karşılaştırmalı Schmitt tetikleme devresi ile kurulan dolup-boşalmalı osilatörün tümdevre tekniğinde ne şekilde gerçekleştirileceği, Şekil-4.7'de görülmektedir.



Şekil 4.7. İki karşılaştırmalı Schmitt tetikleme devresi ile kurulan RC osilatörünün tümdevre tekniği ile gerçekleştirilmesi.

4.1.2. I-C Dolup-Boşalmalı Osilatörler

Kondansatörün doldurulup boşaltılması için akım kaynaklarından yararlanmak mümkündür. Bu prensibe dayanarak gerçekleştirilen osilatör yapıları tümdevre tekniğinde yaygın olarak kullanılmaktadır. Kondansatörün sabit akımla doldurulup boşaltılması sonucunda, bu elemanın uçlarındaki gerilim sabit eğimle değişir, böylece testere dişi biçiminde bir dalga şekli elde edilebilir. Devrenin sağladığı diğer bir olanak, akım kaynaklarının gerilim kontrollü olarak gerçekleştirilebilmesi, böylece osilatör frekansının gerilimle kontrol edilebilmesidir. Böyle bir yapının



Şekil 4.8. Sabit akım kaynaklı dolup boşalmalı osilatör.

gerçekleştirilmesinde genel olarak iki akım kaynağı kullanılır. Devrenin yapı ilkesi Şekil-4.8'de verilmiştir. Yapıdaki I_1 akım kaynağı sürekli olarak akım akıtır. I_2 akım kaynağı ise, Schmitt tetikleme devresinin konumuna bağlı olarak S anahtarı ile anahtarlanmaktadır. İlk başta C_1 kondansatörünün geriliminin sıfırdan başlayarak arttığını varsayalım. Schmitt tetikleme devresi S anahtarını açık tutacak konumda olsun. Böylece C_1 kondansatörü I_1 sabit akımıyla dolacaktır. Bu işlem v_c gerilimi Schmitt tetikleme devresinin V_B üst eşik gerilimine ulaşana kadar sürer. V_B gerilimine ulaşıldınca Schmitt tetikleme devresi konum değiştirir ve S anahtarını kapar. $|I_2| > |I_1|$ olması halinde C_1 kondansatörü $I_2 - I_1$ sabit akımıyla V_A gerilimine kadar boşalır. V_A geriliminde Schmitt tetikleme devresi tekrar konum değiştirir, S anahtarını açar ve yeni bir periyot başlar. Devrede doldurma süresi

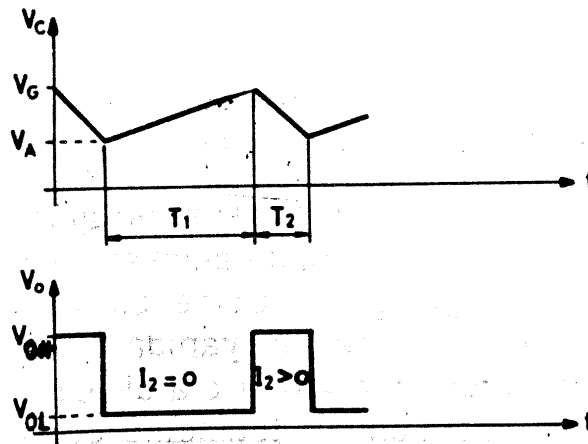
$$T_1 = \frac{V_B - V_A}{I_1} C_1 \quad (4.17)$$

boşaltma süresi de

$$T_2 = \frac{V_B - V_A}{I_2 - I_1} C_1 \quad (4.18)$$

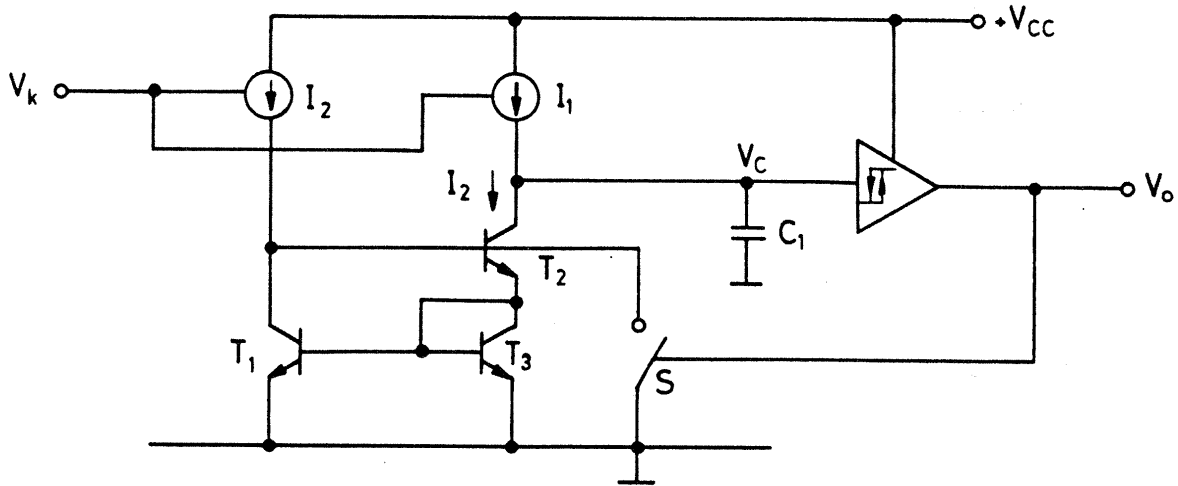
olduğundan, osilasyon frekansı da

$$f = \frac{1}{T} = \frac{I_1}{(V_B - V_A) \cdot C_1} \left[1 - \frac{I_1}{I_2} \right] \quad (4.19)$$



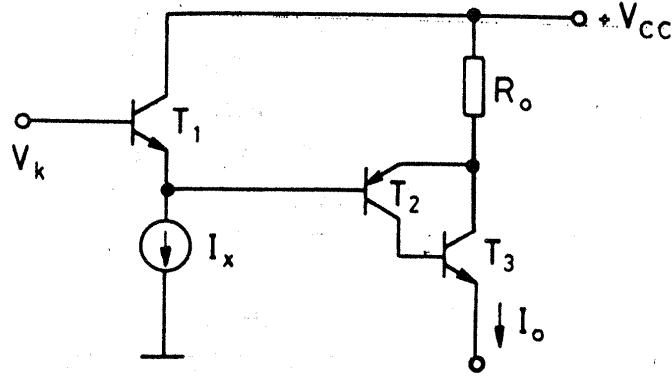
Şekil 4.9: I-C osilatöründe dalga şekilleri.

bağıntısıyla belirlenir. $I_2=2I_1$ yapılırsa, doldurma ve boşaltma akımları, buna bağılı olarak T_1 ve T_2 süreleri de eş olur, böylece C_1 kondansatörünün uçlarında üçgen dalga elde edilir. Schmitt tetikleme devresinin çıkışından ve kondansatörün uçlarından alınan dalga şekilleri Şekil-4.9'da görülmektedir. Daha önce de belirtildiğı gibi, akım kaynaklarını gerilim kontrollu yaparak osilasyon frekansını gerilimle değıştirmek, böylece gerilim kontrollu osilatör gerçekleştirmek de mümkündür. Şekildeki I_1 ve I_2 akımlarının akış yönüne dikkat edilirse, I_1 akımının yönünün pnp tranzistorlu akım kaynaklarının akım yönüyle, I_2 akımının yönünün de npn tranzistorlu akım kaynaklarının akım yönüyle uyuştuğı kolayca fark edilebilir. Dolayısıyla I_1 akımının pnp tranzistorlu, I_2 akımının da npn tranzistorlu akım kaynakları ile üretilmesi gerekeceğı açıktır. Ancak, bu durumda her iki akım kaynağının birlikte lineer olarak kontrol edilmeleri mümkün değıldir. Bu nedenle, her iki akım aynı yapıda ve aynı tipten kaynaklarla, genellikle



Şekil 4.10. I_1 ve I_2 akımlarının aynı tip pnp yapıyla üretilerek npn akım kaynağına yansıtılması.

pnp tipi akım kaynaklarıyla üretilirler. I_2 akımı bir akım aynası ile npn akım kaynağına yansıtılır. Aynı tip yapı ile akımların kontrol gerilimine bağımlılıklarının eşleştirileceğı açıktır. Böyle bir yapı Şekil-4.10'da görülmektedir. I_1 ile birlikte benzer bir yapıda üretilen I_2 akımı bir Wilson akım kaynağının kutuplama akımı olarak kullanılmaktadır. I_2 akımının kesilmesi işlemi ise Schmitt tetikleme devresinin çıkışıyla kumanda edilen S anahtarı yardımıyla T_2 nin bazı referansa kısadevre edilerek ve I_2 akımı referansa verilerek sağlanır. S anahtarı genelde ortak emetörlü olarak çalıştırılan bir npn tranzistordur. I_1 ve I_2 akımlarını elde edebilmek üzere yararlanılabilecek bir evre düzeni



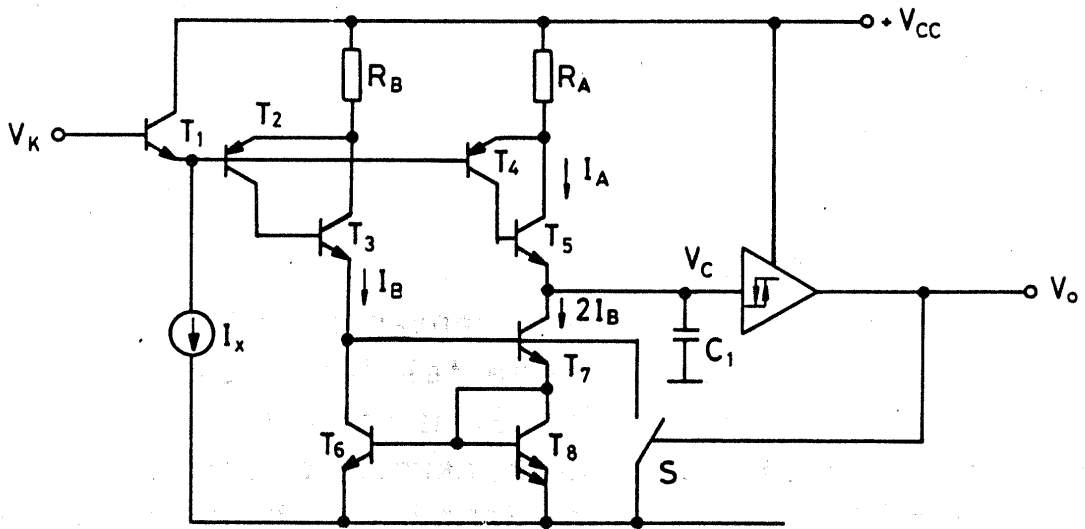
Şekil 4.11. Gerilim kontrollü akım kaynağı.

Şekil-4.11'de verilmiştir. Bu yapıda I_o çıkış akımını V_k kontrol gerilimine bağlayan bağıntı

$$I_o = \frac{V_{CC} - V_k}{R_o} \quad (4.20)$$

şeklindedir. Her iki akım da kontrol gerilimine aynı bağıntı ile bağlı olduğundan, bunlar gerilimle aynı oranda değişirler; dolayısıyla osilasyon frekansı V_k gerilimi ile lineer olarak kontrol edilebilir. Devrenin yapısı gereği I_2/I_1 oranı sabit kalır. V_k kumanda gerilimi darbe-boşluk oranını ve dalga şeklini etkilemez. $I_2=2I_1$ yapılması halinde doldurma ve boşaltma sürelerinin eş olacağı ve kondansatör uçlarında üçgen dalga biçiminde bir gerilim elde edileceği açıktır.

İyi bir simetri sağlayan bir osilatör yapısı Şekil-4.12'de görülmektedir. Bu yapıda iki gerilim kontrollü akım kaynağının



Şekil 4.12. Simetrik doldurmalı ve boşaltmalı osilatör.

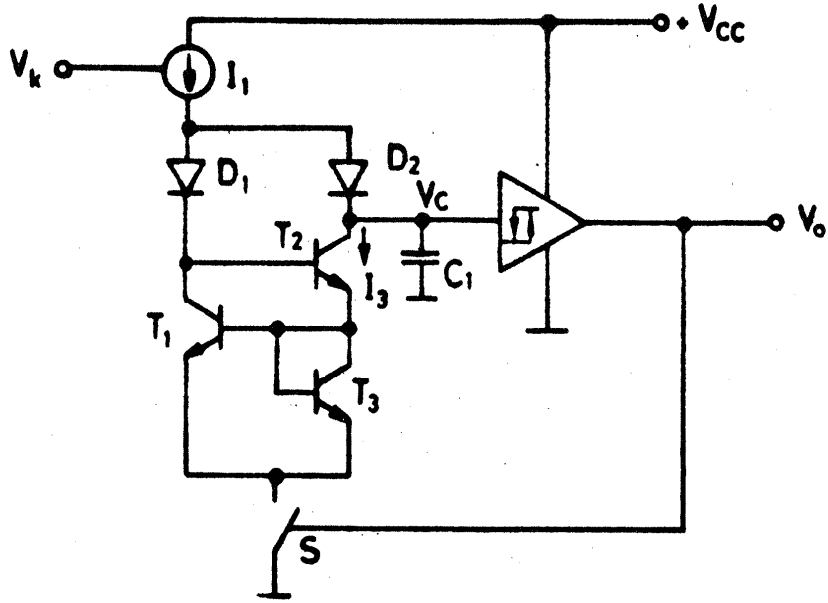
eşleştirilmesi dirençlerle sağlanmaktadır. Schmitt tetikleme devresi çıkışındaki dalga şekline ilişkin darbe ve boşluk oranları yahut testere dişi biçimli dalganın yükselen ve düşen kısımlarına ilişkin süreler R_A ve R_B dirençlerinin uygun seçilmeleri ile ayarlanabilir. Bunun için başvurulabilecek bir diğer yol da T_6 ve T_8 tranzistorlarının emetör kesit alanlarının farklı yapılmasıdır.

Üçgen dalga üretilmesi halinde $R_A=R_B$ alınabilir. Bu durumda akımın değeri iki katına çıkartılarak yansıtılması işlemi, emetör kesit alanlarının 1:2 yapılmasıyla Wilson akım kaynağında yerine getirilmektedir. Yapıda $T_2 - T_3$ ve $T_4 - T_5$ tranzistorlarıyla kurulan akım kaynakları eş özellik göstermektedir. Bunların akımları R_A ve R_B dirençleri ile ayarlanabilir. Yukarıda da değinildiği gibi, $R_A=R_B$ yapılması halinde $I_A=I_B$ olur. Wilson akım kaynağında T_8 tranzistorunun emetör kesit alanı T_6 tranzistorununkinin iki katıdır; bu nedenle akım $2I_B$ şeklinde ikiye katlanarak Wilson akım kaynağı çıkışına yansır. v_c geriliminin yükselme sürecini ele alalım. Bu durumda S anahtarı kapalıdır ve Wilson akım kaynağı akım akıtmaz. C_1 kondansatörü T_5 üzerinden I_A akımı ile dolar. v_c gerilimi V_B üst eşik gerilimine ulaştınca, Schmitt tetikleme devresi konum değiştirir ve S anahtarını açar; böylece Wilson akım kaynağı akım akıtabilir ve C_1 kondansatörü $2I_B - I_A$ akımıyla boşalır. v_c gerilimi V_A alt eşik gerilimine ulaştığında Schmitt tetikleme devresi tekrar konum değiştirir. S anahtarı kapanır ve yeni bir periyot başlar. Bu yapının sağladığı yarar, iki gerilim kontrollü akım kaynağının eş olması ve birbirini izleme özelliğinin iyi bir biçimde sağlanmasıdır. Devrenin osilasyon frekansı

$$f = \frac{I_A}{2 C_1 (V_B - V_A)} = \frac{I_A}{2 C_1 V_H} \quad (4.21)$$

şeklinde ifade edilebilir.

Üçgen dalga üretmek üzere kullanılan diğer bir devre Şekil-4.13'de verilmiştir. Bu devrede tek bir I_1 akım kaynağı bulunmaktadır. $v_c < V_B$ olması halinde S anahtarı açık olur; bu nedenle Wilson akım kaynağı akım akıtmaz. I_1 akımı D_2 diyodu üzerinde C_1 kondansatörünü doldurur ve C_1 in uçlarındaki gerilim zamanla lineer

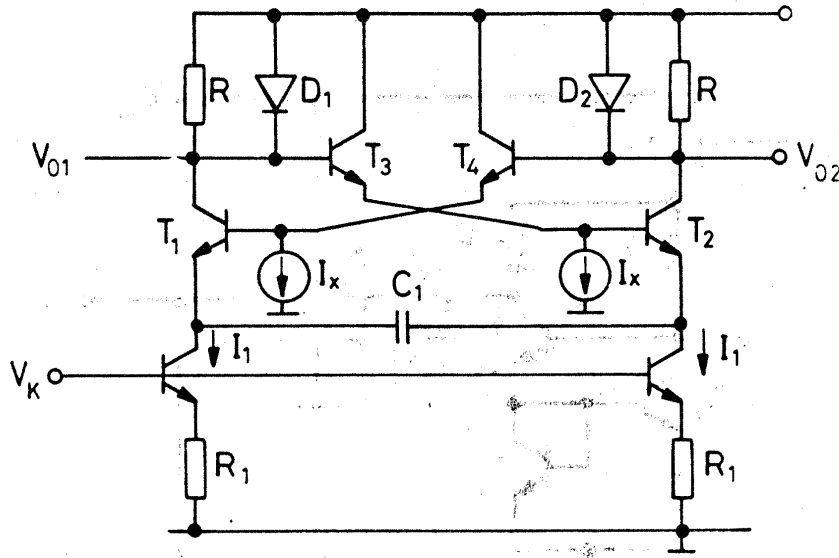


Şekil 4.13. Üçgen dalga üretici.

olarak yükselir. v_c gerilimi V_B değerine ulaşınca Schmitt tetikleme devresi konum değiştirir ve S anahtarı kapanır. C_1 deki gerilim aniden değişemez. Anahtar kapandığından Wilson kaynağından akım akar. D_1 ve D_2 diyotlarının anotları aynı noktaya bağlandığından, bunların anot gerilimi ortaktır. Bu gerilim $3V_{BEon}$ değerindedir. D_1 diyodunun katodu $2V_{BEon}$ potansiyelinde, D_2 diyodunun katodu ise V_B potansiyelindedir. $V_B > 3V_{BEon}$ yapılırsa D_2 tıkama yönünde kutuplanır ve I_1 akımı tümüyle Wilson akım kaynağının diğer koluna yansır. Böylece, C_1 kondansatörün uçlarındaki gerilim rampa biçiminde azalır. $v_c = V_A$ olunca Schmitt tetikleme devresi tekrar konum değiştirir ve S anahtarı açılır, bununla yeni bir periyot başlar. Doldurma ve boşaltma süreleri arasındaki simetri Wilson akım kaynağının doğruluğuna bağlıdır.

4.1.3. Emetör Bağlamalı İkiliiler

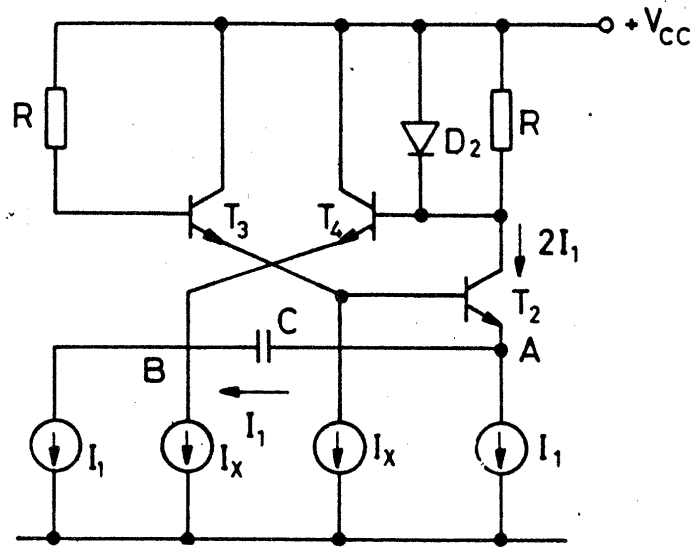
Analog tümdevre tekniğinde yaygın olarak kullanılan diğer bir osilatör yapısı da emetör bağlamalı ikilidir. Sabit akımla dolup boşalmalı (I-C) osilatörlerinin bir alt kümesi olan emetör bağlamalı



Şekil 4.14. Emetör bağlamalı ikili devre.

ikililer, simetrilerinin daha iyi olması ve yüksek frekanslarda çalışabilmeleri nedeniyle, Schmitt tetikleme devreli osilatrlere tercih edilmektedir. Emetör bağlamalı ikilinin devre yapısı Şekil-4.14'de verilmiştir. Devrede $T_1 - T_2$ çifti, $T_3 - T_4$ emetör çıkışlı katlarına çapraz olarak bağlanmıştır. $T_1 - T_2$ transistörleri kazanç katı olarak çalışırlar R dirençleri yük dirençleri olup, bunlardaki gerilim dalgalanması $D_1 - D_2$ kenetleme diyotları ile $1 \times V_{BEon}$ değerinde tutulmuştur. T_1 ve T_2 nin emetrleri eş I_1 akımlarıyla kutuplanmıştır ve bu akımların değeri V_k kontrol gerilimiyle değiştirilebilir. Çapraz bağlama nedeniyle ya T_1 ya da T_2 iletimde olur. Bu nedenle, C kondansatörü eş fakat zıt yönlü akımlarla iki yönde sıra ile dolar. Devrenin çalışmasını anlayabilmek üzere bu konumlardan birini başlangıç konumu olarak alalım. Örneğin, T_1 transistru kesimde olsun. Bu durumda T_3 üzerinden kutuplanan T_2 iletimde olur. Daha sonra gösterileceği gibi, iletimdeki T_2 transistörünün akımı $2I_1$ dir. $2I_1R \geq V_{BEon}$ yapılırsa, T_2 transistru iletimdeyken D_2 diyodu da iletimde olur ve T_2 transistörünün kolektörünü $V_{C2} = V_{CC} - V_{BEon}$ değerine kenetler. Bu çalışma fazına karşı düşen devre Şekil-4.15'de verilmiştir; iletimde olmayan elemanlar şekil üzerinde gösterilmemiştir. T_2 transistörünün emetrndeki akım kaynağının akımı I_1 dir. Tıkalı olan T_1 tran-

zistorunun emetöründeki I_1 akım kaynağının akımı C kondansatörü üzerinden akacağından, T_2 nin emetör akımı $|I_E| = 2I_1$ olur. T_2 nin



Şekil 4.15. T_1 tranzistorunun kesimde, T_2 tranzistorunun iletimde olduğu yarı periyoda ilişkin yarı devre.

kolektör gerilimi $V_{CC} - V_{BE_{on}}$ değerinde olup, bu aynı zamanda T_4 tranzistorunun baz gerilimidir; böylece

$$V_{B4} = V_{C2} = V_{CC} - V_{BE_{on}}$$

olur. T_4 tranzistorunun emetör gerilimi ise T_1 tranzistorunun baz gerilimidir ve

$$V_{E4} = V_{B1} = V_{CC} - 2V_{BE_{on}}$$

değerindedir. T_1 tranzistoru tıkalı olduğundan, T_3 tranzistorunun baz akımının ihmal edilmesi halinde, bu tranzistorun baz gerilimi

$$V_{B3} = V_{CC}$$

olur. Dolayısıyla T_3 ün emetör gerilimi

$$V_{E3} = V_{CC} - V_{BE_{on}}$$

değerindedir.

T_1 tıkalı olduğundan, bunun emetrndeki akım kaynağının akımı C kondansatörü üzerinden sağlanır. T_2 tranzistorunun baz gerilimi

$$V_{B2} = V_{E3} = V_{CC} - V_{BEon}$$

olduğundan, bu tranzistorun emetör gerilimi

$$V_{E2} = V_{CC} - 2V_{BEon}$$

değerine kenetlenmiştir. C kondansatörünün A ucu da bu potansiyel-
dedir. Dolayısıyla, B ucunun gerilimi I_1/C eğimi ile azalır. B ucu T_1
tranzistorunun emetör ucudur. T_1 in bazında

$$V_{B1} = V_{CC} - 2V_{BEon}$$

gerilimi bulunduğundan, bunun emetör gerilimi

$$V_{E1} = V_{CC} - 3V_{BEon}$$

değerine ulaştığında, T_1 tranzistoru ilettime geçer. Böylece R yük
direncinde gerilim düşer ve D_1 diyodu iletim yönünde kutuplanır.
Bununla V_{B3} , dolayısıyla V_{E3} bir diyot gerilimi kadar azalır ve

$$V_{B3} = V_{CC} - V_{BEon}$$

$$V_{E3} = V_{B2} = V_{CC} - 2V_{BEon}$$

olur. Emetrnde de aynı gerilim bulunduğundan, T_2 tranzistoru
tıkanır ve D_2 diyodu üzerindeki gerilim düşümü kalkar; devre konum
değiştirir. T_2 nin kolektör gerilimindeki $1 \times V_{BEon}$ değerindeki gerilim
sığraması, T_4 ve T_1 tranzistorlarının emetör gerilimlerini de aynı
miktar da yükseltir. Böylece, T_1 tranzistorunun emetör gerilimi daha
nceki

$$V_{E1} = V_{CC} - 3V_{BEon}$$

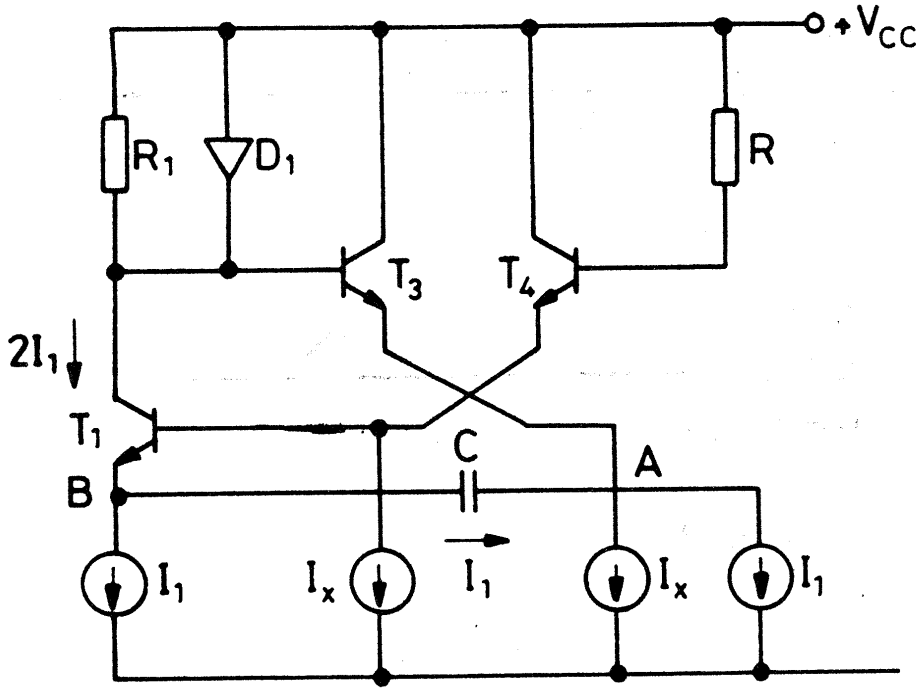
değerinden

$$V_{E1} = V_{CC} - 2V_{BEon}$$

değerine sıçrar. V_{E1} aynı zamanda B noktasının gerilimidir. C kondansatörünün dolu olması nedeniyle, bunun diğer ucunun gerilimi de aynı miktarda sıçrar ve T_2 nin emetör gerilimi

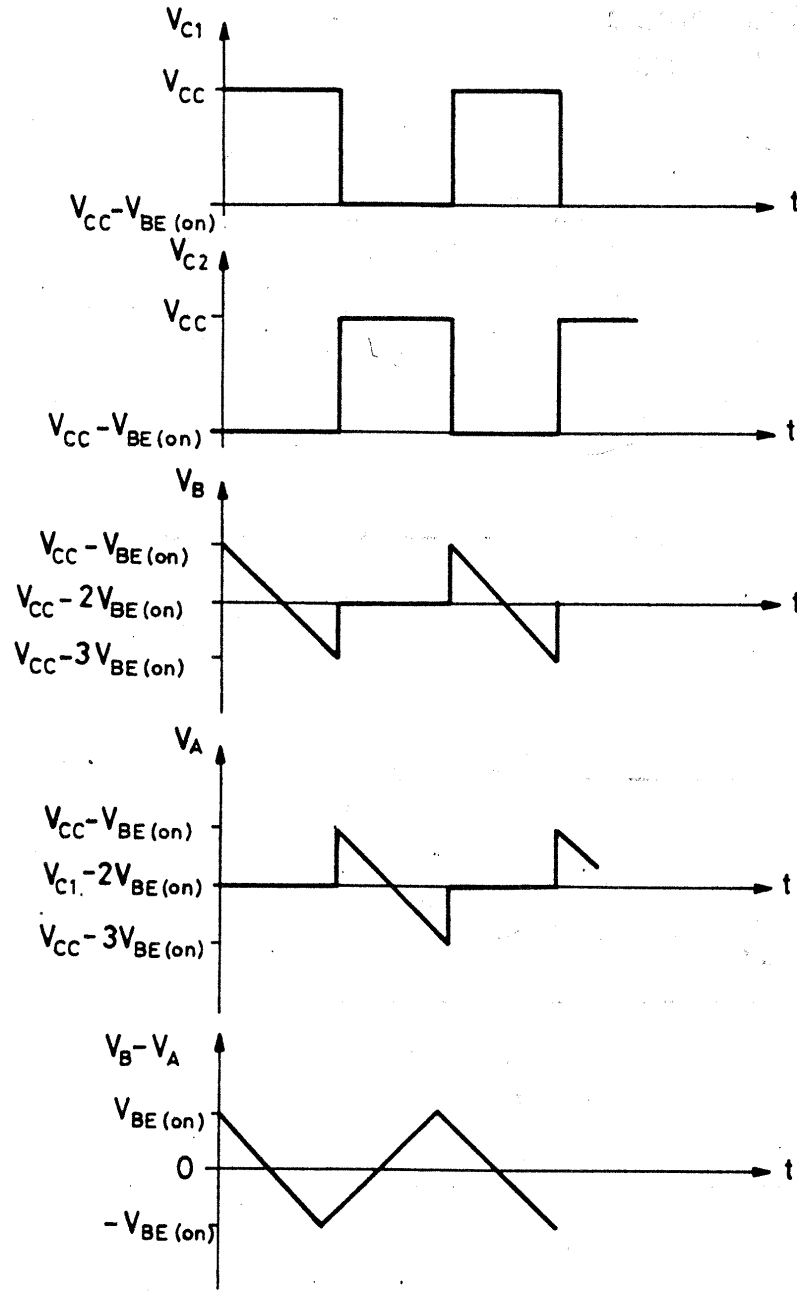
$$V_{E2} = V_{CC} - V_{BEon}$$

değerini alır. Bu durumda T_2 nin baz-emetör jonksiyonu $1 \times V_{BEon}$ değerinde bir gerilimle ters yönde kutuplanmış olur. Bu defa, buraya kadar anlatılanlar diğer yönde tekrarlanır. C kondansatörünün B ucu $V_{CC} - 2V_{BEon}$ seviyesine kenetlenir. A ucunun gerilimi zamanla lineer olarak I_1/C eğimi ile azalır. Bu ikinci duruma ilişkin eşdeğer devre Şekil-4.16'da verilmiştir. A ucunun gerilimi $V_{CC} - 3V_{BEon}$ değerine



Şekil 4.16. T_1 tranzistorunun iletimde, T_2 tranzistorunun kesimde olduğu yarı periyoda ilişkin yarı devre.

ulaşınca, T_2 tranzistoru iletime girer ve devre konum değiştirir; yeni bir periyot başlar. Değişimin başında gerilimin $V_{CC} - V_{BEon}$ değerinde sonunda ise $V_{CC} - 3V_{BEon}$ olduğundan, gerilimin bu süre içerisinde azalma miktarı $2V_{BEon}$ dur. Osilatöre ilişkin dalga şekilleri Şekil-4.17'de verilmiştir. A-B uçları arasından simetrik üçgen dalga, C₁-C₂ uçları arasından ise yine simetrik olarak kare dalga alınacağı şekilden kolayca fark edilebilir.



Şekil 4.17. Emetör bağlamalı ikiliye ilişkin dalga şekilleri.

Kondansatör uçlarındaki rampa işaretinin genliğinin $2V_{BE(on)}$ olduğundan hareket edilirse, değişim süresi

$$\Delta t = \frac{\Delta V}{I_1} C = \frac{2 V_{BE(on)}}{I_1} C \quad (4.22)$$

ve osilasyon periyodu

$$T = 2 \Delta t = \frac{4 V_{BEon} C}{I_1} \quad (4.23)$$

dolayısıyla osilasyon frekansı da

$$f = \frac{1}{T} = \frac{I_1}{4 \cdot C \cdot V_{BEon}} \quad (4.24)$$

şeklinde ifade edilebilir. Osilasyon frekansı I_1 akımı ile doğru orantılı, kondansatörün C kapasitesi ile ters orantılıdır. Şekil-4.14 uyarınca I_1 akımı ile V_K kontrol gerilimi arasında

$$I_1 = \frac{V_K - V_{BEon}}{R_1} \quad (4.25)$$

bağıntısı bulunmaktadır. Bu ifade (4.24) eşitliğinde yerine konursa

$$f = \frac{V_K - V_{BEon}}{4 \cdot R_1 \cdot C \cdot V_{BEon}} \quad (4.26)$$

eşitliği elde edilir. $V_K \gg V_{BEon}$ olması halinde, bağıntı

$$f = \frac{V_K}{4 \cdot R_1 \cdot C \cdot V_{BEon}} \quad (4.27)$$

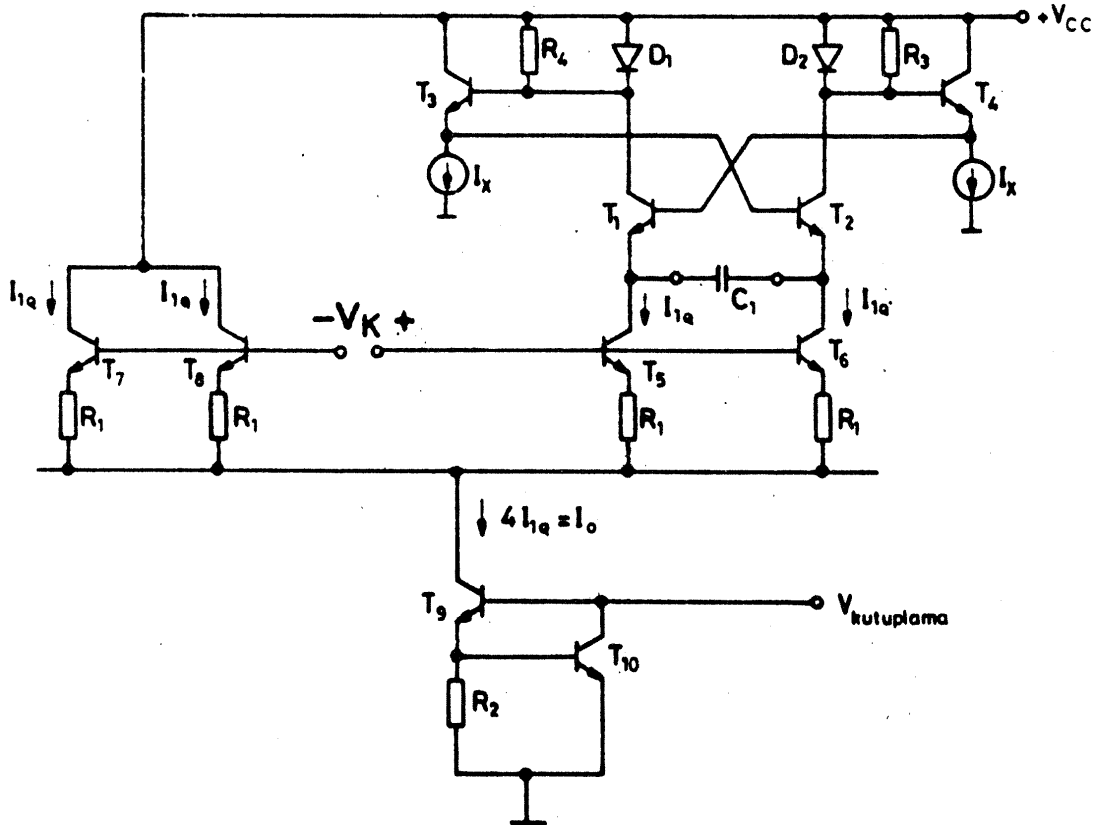
şeklinde basitleşir. Görüldüğü gibi, osilasyon frekansı V_K kontrol gerilimiyle doğru orantılıdır.

Bu devrenin sağladığı yararlar şöylece özetlenebilir:

1. Yapı tümüyle npn tranzistorlarla oluşturulduğundan, yüksek frekanslarda çalışılabilir. Çalışma frekansının üst sınırı birkaç 10 MHz mertebesindedir.
2. Yapı simetrik olduğundan, çıkışlardan simetrik, yani toprağa göre yalıtılmış bir çıkış gerilimi alınmaktadır.
3. Kontrol gerilimi ile frekans lineer olarak kontrol edilebilmektedir.

Devrenin en önemli sakıncası, V_{BEon} geriliminin sıcaklığa bağımlılığı nedeniyle frekansın da sıcaklığa bağımlı olmasıdır. Sıcaklığa göre türev alınırsa

$$\frac{df}{dT} = -\frac{f}{V_{BEon}} \frac{dV_{BEon}}{dT} \quad (4.28)$$



Şekil 4.18. Kompanzasyonlu emetör bağlamalı ikili.

bulunur. Sıcaklık katsayısı hesaplanırsa

$$TC_F = \frac{1}{f} \frac{df}{dT} = -\frac{1}{V_{BE_{on}}} \frac{dV_{BE_{on}}}{dT} = \frac{+2.5 \text{ mV}/^\circ\text{C}}{600 \text{ mV}}$$

$$TC_F = +3300 \text{ ppm}/^\circ\text{C} \quad (4.29)$$

elde edilir. Bu değer birçok uygulama için fazla büyüktür.

Emetör bağlamalı ikilinin sıcaklık kararlılığı, I_1 akımı $V_{BE_{on}}$ ile orantılı yapılarak ve $I_1/V_{BE_{on}}$ oranı sıcaklıktan kısmen bağımsız kılınarak iyileştirilebilir. Bu şekilde kompanse edilmiş bir emetör bağlamalı ikili devre yapısı Şekil-4.18'de görülmektedir.

Devrede V_K kontrol gerilimi, sıfır yapıldığında, eş tranzistorlar olan T_5, T_6, T_7 ve T_8 den her biri I_{1Q} akımını akıtır. Dolayısıyla, T_9 akım kaynağı tranzistorundan $I_0 = 4 \cdot I_{1Q}$ akımı akacaktır. V_K kontrol geriliminin sıfır olması halinde, $I_1 = I_0/4 = I_{1Q}$ olacağından, devre bu akıma karşı düşen

$$f_0 = \frac{I_{1Q}}{4 \cdot C_1 \cdot V_{BE_{on}}} = \frac{I_0}{16 \cdot C_1 \cdot V_{BE_{on}}} \quad (4.30)$$

frekansında osilasyon yapar. V_K kontrol geriliminin şekildeki yönde arttırılmasıyla T_5 ve T_6 tranzistorlarının akımları ΔI_1 kadar artarken T_7 ve T_8 tranzistorlarının akımları da aynı oranda azalır. V_K kontrol geriliminin diğer yönde arttırılması halinde ise bu defa T_7 ve T_8 tranzistorlarının akımları ΔI_1 kadar artarken T_5 ve T_6 nın akımları da aynı oranda azalacaktır. Sonuçta

$$I_{c5} = I_{1Q} + \Delta I_1$$

$$I_{c6} = I_{1Q} + \Delta I_1$$

$$I_{c7} = I_{1Q} - \Delta I_1$$

$$I_{c8} = I_{1Q} - \Delta I_1$$

yazılabilir. Bu dört akımın toplamı ise $I_0=4.I_{1Q}$ değerinde olur ve bu değer sabittir. Öte yandan, V_K kontrol geriliminin yer aldığı çevreden hareket edilirse

$$- V_K + V_{BE_{on}} + (I_{1Q} + \Delta I_1) \cdot R_1 - (I_{1Q} - \Delta I_1) \cdot R_1 - V_{BE_{on}} = 0$$

$$- V_K + 2 \cdot \Delta I_1 \cdot R_1 = 0$$

$$\Delta I_1 = \frac{V_K}{2 \cdot R_1} \quad (4.31)$$

bulunur. Bu bağıntı $I_1 = I_{c5} = I_{c6}$ da yerine konursa

$$I_1 = I_{1Q} + \frac{V_K}{2 \cdot R_1} = \frac{I_0}{4} + \frac{V_K}{2 \cdot R_1} \quad (4.32)$$

eşitliği elde edilir. Böylece osilasyon frekansı

$$f = \frac{I_1}{4 \cdot C_1 \cdot V_{BE_{on}}} = \frac{I_0}{16 \cdot C_1 \cdot V_{BE_{on}}} \left(1 + 2 \cdot \frac{V_K}{I_0 \cdot R_1} \right) \quad (4.33)$$

bağıntısı ile ifade edilebilir. Öte yandan

$$I_0 = \frac{V_{BE_{on}}}{R_2} \quad (4.34)$$

olduğu dikkate alınırsa, osilasyon frekansı için

$$f = \frac{1}{16 \cdot R_2 \cdot C_1} \left(1 + \frac{2 \cdot V_K \cdot R_2}{V_{BE_{on}} \cdot R_1} \right) \quad (4.35)$$

bağıntısı bulunur. Bu bağıntı uyarınca $V_K=0$ olması halinde elde edilecek f_0 frekansı $V_{BE_{on}}$ iletim yn geriliminden bağımsızdır ve diğer elemanların sıcaklığa bağımlılıkları ihmal edilebiliyorsa, sıcaklıktan etkilenmemektedir. Pratikte, f_0 merkez frekansı 0°C ile 70°C bölgesinde 5 MHz'e kadar frekans değerleri için ± 300 ppm/ $^\circ\text{C}$ lik bir sıcaklık katsayısı gösterir.