

7. MOS OSİLATÖR DEVRELERİ

İşaret üreten devreler, genel olarak, **osilatör** olarak isimlendirilirler. Osilatörler, doğru akım gücünü periyodik dalga şekilli bir işarete çeviren devrelerdir. Osilatör yapıları, akortlu osilatörler ve akortsuz osilatörler olarak iki ana grupta toplanabilirler. Akortlu osilatörler, genellikle, yüksek frekanslarda kullanılan yapılardır ve L elemanı içerirler.

Bunun yanı sıra, alçak frekanslarda kullanılan RC osilatörleri, dolup-boşalmalı osilatörler, s-C osilatörleri ve yüksek frekanslarda kullanılmaya da elverişli OTA-C osilatörleri bulunmakta ve yaygın olarak kullanılmaktadır.

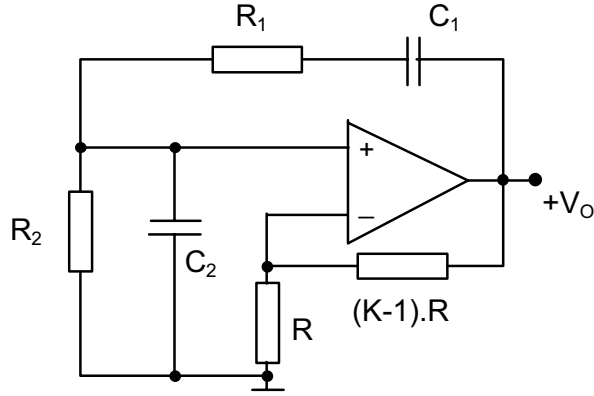
Bu bölümde, MOS tümdevre tekniğine elverişli temel osilatör yapıları ele alınarak incelenecektir.

7.1. s-C osilatörleri

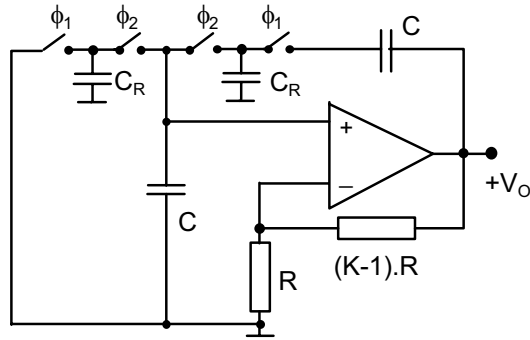
Alçak frekanslarda çalışacak bir sinüs osilatörü gerçekleştirmek üzere, bilindiği gibi, RC osilatörü tekniklerinden yararlanılmaktadır. Yaygın olarak kullanılan sinüs osilatörleri araştırıldığında, Wien osilatörü ve diferansiyel denklem çözümüne dayanan osilatör yapıları akla ilk gelen osilatör devreleridir. Bu iki yapı da, ayrık devre tekniğinde RC osilatörü olarak gerçekleştirilirler. Osilasyon frekansı, bu tür yapılarda, RC elemanlarının değerleri ile belirlenir. Ancak, tümleştirilmiş RC osilatörlerinde kullanılacak direnç değerleri tam olarak kontrol edilemez ve bunların toleransları oldukça büyük olur. RC osilatörlerindeki direnç elemanları yerine, kondansatör-anahtar eşdeğerlerinden yararlanılarak anahtarlamalı kondansatör tekniğine dayanan osilatör yapıları oluşturulabilir (Bkz: Bölüm 8). Wien osilatörü yapısı Şekil-7.1'de ve bunun s-C eşdeğeri de Şekil-7.2'de verilmiştir. R_A/R_B oranının yeteri kadar doğru sağlandığı ve işaret frekansına göre yeteri kadar yüksek bir örnekleme frekansı kullanıldığı varsayılırsa, osilasyon frekansı için

$$\omega_o \approx \frac{C_R}{C.T} = \frac{C_R}{C} \cdot f_c \quad (7.1)$$

yazılabilir. Bağıntıdan fark edilebileceği gibi, osilasyon frekansını belirleyen R direnci yerine anahtarlamalı kondansatör eşdeğeri olan T/C_R alınmıştır. Açıkça



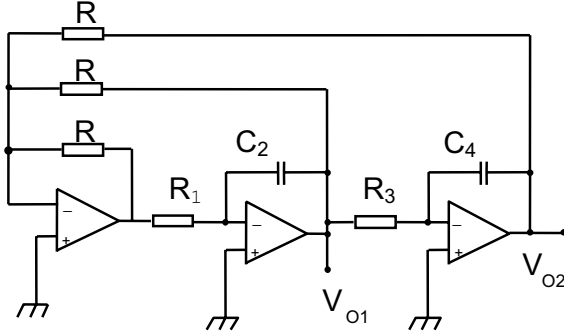
Şekil-7.1. Wien osilatörü.



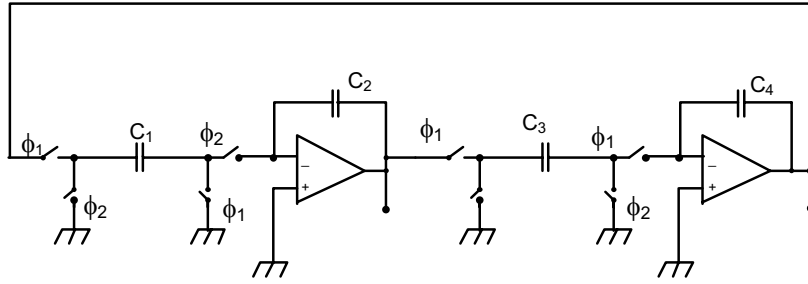
Şekil-7.2. Wien osilatörünün sC tekniği ile gerçekleştirilmesi.

fark edilebileceği gibi, bir osilatörün anahtarlamalı kondansatör tekniği ile gerçekleştirilmesi, saat frekansını osilatör frekansına çevirme işlemine karşı düşmektedir. Bu oluşumun başarısı, kararlı bir f_c saat frekansı üretilmesine bağlıdır.

Diferansiyel denklem çözümüne dayanan osilatör yapısının klasik devre tekniği ve anahtarlama kapasite tekniği ile nasıl gerçekleştirileceği, Şekil-7.3'de verilmiştir. RC devresi ile gerçekleştirilme durumunda osilasyon frekansı



Şekil-7.3a. İki fazlı osilatörün klasik devre tekniği ile gerçekleştirilmesi.



Şekil-7.3b. İki fazlı osilatörün sC tekniği ile gerçekleştirilmesi.

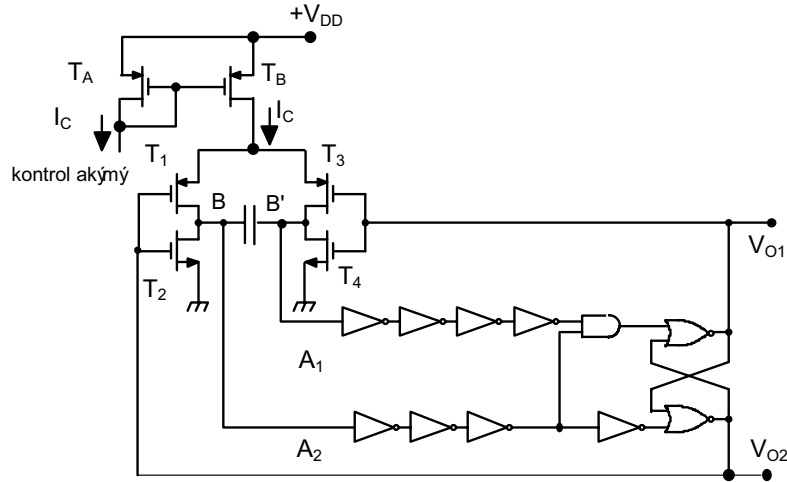
$$\omega_o = \left(\frac{I}{R_1 \cdot R_3 \cdot C_2 \cdot C_4} \right)^{1/2} \quad (7.2)$$

olur. Anahtarlama kapasite kullanılması durumunda ise, osilasyon frekansı

$$\omega_o = \left(\frac{C_1 \cdot C_3}{T^2 \cdot C_2 \cdot C_4} \right)^{1/2} = \left(\frac{C_1 \cdot C_3}{C_2 \cdot C_4} \right)^{1/2} \cdot f_c \quad (7.3)$$

biçiminde saat frekansı cinsinden ifade edilebilir. s-C süzgeçleri gerçekleştirilirken kullanılan işlemsel kuvvetlendiricilerin ve anahtar elemanlarının CMOS teknolojisi ile kolayca oluşturulabildiklerini belirtmekte yarar vardır.

7.2. MOS dolup-boşalmalı osilatörler



Şekil-7.4. CMOS dolup-boşalmalı osilatör.

BJT tümdevre tekniğinde olduğu gibi, MOS tümdevre tekniğinde de alçak frekanslarda dolup-boşalmalı osilatör yapıları tercih edilir. Kaynak bağlamalı ikili (emetör bağlamalı ikili) gibi BJT tekniğinden bilinen yapıların benzerleri MOS tümdevre tekniğinde osilatör gerçekleştirilmesinde yaygın olarak kullanılır. CMOS tekniği ile gerçekleştirilen bir akım kontrollü osilatör yapısı Şekil-7.4'de verilmiştir. SR ikilisinin çıkışlarının $V_{O2} = 0$, $V_{O1} = V_{DD}$ olduğunu varsayalım. Bu durumda T_1 ve T_4 iletimde, T_3 ve T_2 kesimde olacaklardır. C_1 kondansatörü I_C akımı ile dolmaya başlar. B noktasının gerilimi artarak A_1 eviricisinin eşik gerilimine ulaştığında SR ikilisi konum değiştirir. Bu defa T_2 ve T_3 tranzistorları iletimde, T_1 ve T_4 tranzistorları kesimde olacaktır. Daha önce dolu olan kondansatör T_4 ün savak ucunu bir diyot gerilimi kadar negatifte tutar. Kondansatör tekrar I_C akımıyla T_2 ve T_3 üzerinden dolar.

B noktasının gerilimi A_2 eviricisinin konum değiştirme eşiğine yükseldiğinde ikili devre tekrar konum değiştirir. Olay periyodik olarak devam eder. Devrenin osilasyon frekansı

$$f_o = \frac{I_C}{2 \cdot C_1 \cdot (V_{TR} + V_D)} \quad (7.4)$$

bağıntısından hareketle hesaplanabilir. Bağıntıda V_{TR} büyüklüğü eviricinin eşik gerilimini, V_D ise diyot gerilimini göstermektedir. Bağıntıdan görülebileceği gibi, frekans akımla lineer olarak değişmektedir.

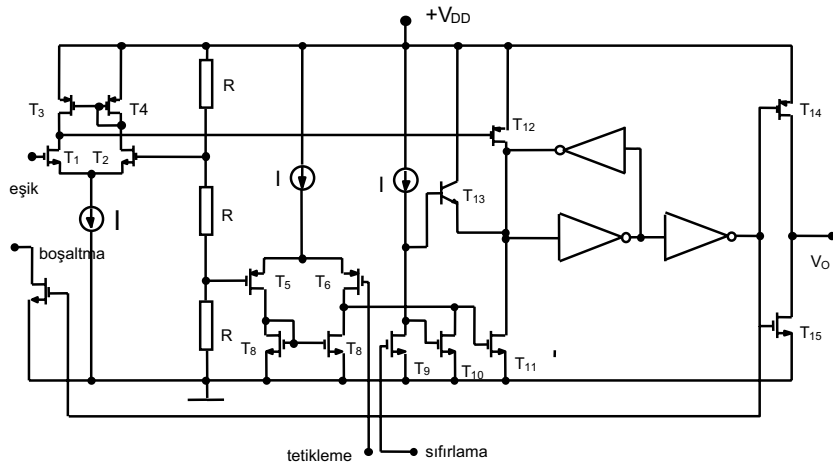
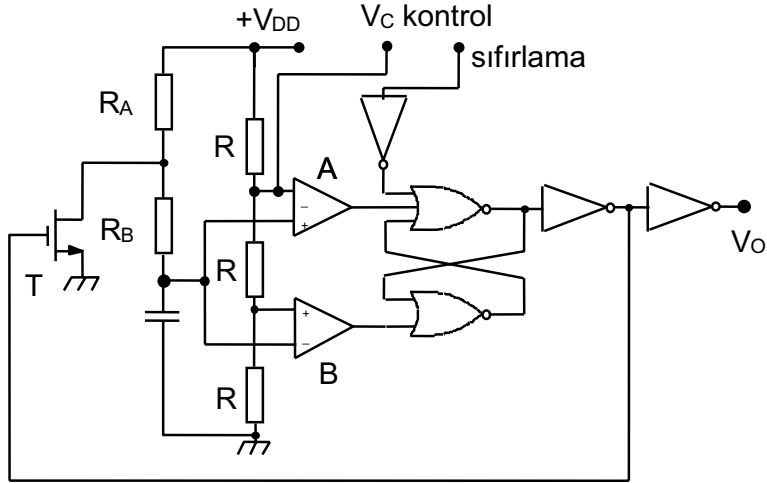
Devrede kullanılan eviriciler, VE kapısı ile SR ikilisinin girişlerine yasak girişin gelmesini önlemek üzere kullanılmışlardır. CMOS tekniği ile gerçekleştirilebilecek dolup-boşalmalı gerilim kontrollu osilatör yapıları Şekil-7.5'de verilmiştir.

7.3. CMOS OTA-C osilatörler

Sadece geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi ve kondansatörler kullanılarak gerçekleştirilen osilatör yapıları yüksek frekans devrelerinde oldukça fazla yarar sağlarlar. Devrelerin sağladığı en büyük yarar, yapıda endüktans bulunmaması, OTA'nın açık çevrimde çalışabilmesi, başka bir deyişle, yapılan lokal geribeslemelerle frekans cevabına ilişkin kutuplar için ek bir sınırlama getirmemesidir. OTA'nın eğiminin bir tasarım parametresi olarak kullanılması da elde edilen diğer bir yarar olarak değerlendirilebilir. Bu eğim akımın bir fonksiyonu olduğundan OTA'nın kuyruk akımının değiştirilmesiyle söz konusu parametre ve bununla da frekansı değiştirme olanağı bulunmaktadır. Devrenin çalışması ikinci dereceden bir osilatör devresinin karakteristik denkleminin elde edilmesine dayanır. Bu karakteristik denklem

$$s^2 - b \cdot s + \Omega_0^2 = 0 \quad (7.5)$$

şeklindedir. b ve Ω_0 büyüklükleri OTA ların geçiş iletkenliklerinin ve kapasitelerin fonksiyonudur. Bu karakteristik denklem çeşitli yapı düzenleriyle



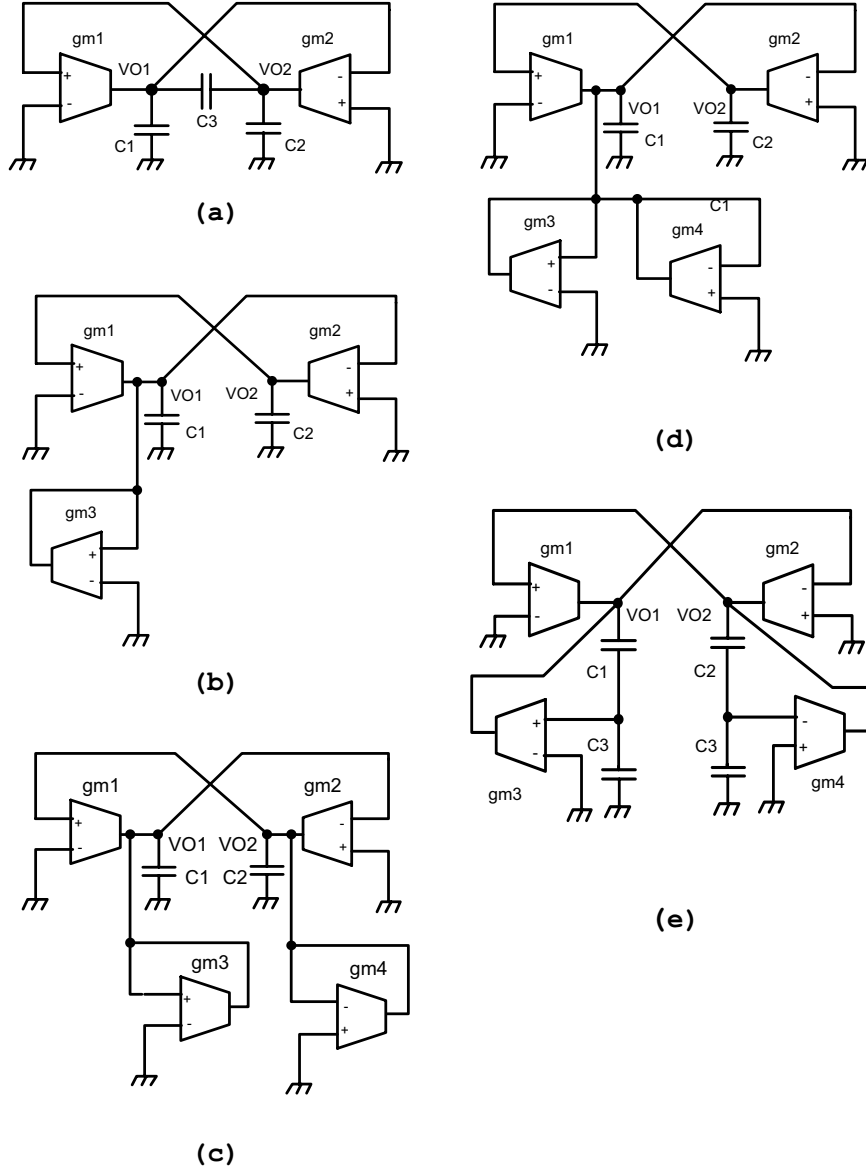
Şekil-7.5. CMOS tekniği ile gerçekleştirilen diğer dolup-boşalmalı osilatör yapıları.

sağlanabilir. Bu düzenlerden 2OTA3C (iki OTA ve üç kondansatör), 3OTA2C (üç OTA ve iki kondansatör), 4OTA2CI, 4OTA2CII (dört OTA ve iki

kondansatör) ve 4OTA4C (dört OTA ve dört kondansatör) düzenleri Şekil-7.6'da verilmiştir. Bu yapılara ilişkin karakteristik büyüklükler de Tablo-7.1'de gösterilmiştir.

Tablo 7.1. Şekil.-7.6'daki devreler için OTA modeli ile yapılan analizlerden elde edilen b ve Ω_0 ifadeleri

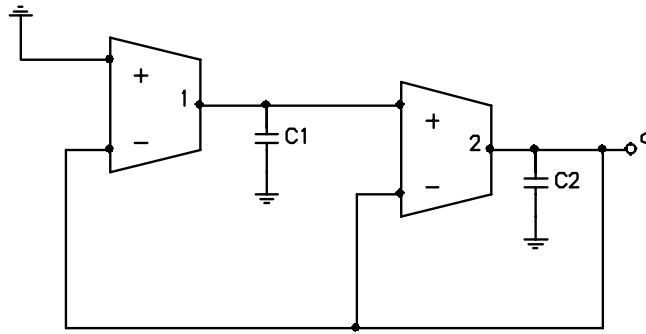
Devre	b	Ω_0
2OTA3C osilatörü	$\frac{(g_{m1} - g_{m2})C_3}{(C_1 + C_3)(C_2 + C_3) - C_3^2}$	$\frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{(C_1 + C_3)(C_2 + C_3) - C_3^2}$
3OTA2C osilatörü	$\frac{g_{m3}}{C_1}$ Not: Bu terimin sıfırlanması gerekir.	$\frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{C_1 \cdot C_2}$
4OTA2CI osilatörü	$\frac{g_{m3} \cdot C_2 - g_{m4} \cdot C_1}{C_1 \cdot C_2}$	$\frac{g_{m1} \cdot g_{m2} - g_{m3} \cdot g_{m4}}{C_1 \cdot C_2}$
4OTA2CII osilatörü	$\frac{(g_{m3} - g_{m4}) \cdot C_2}{C_1 \cdot C_2}$	$\frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{C_1 \cdot C_2}$
4OTA4C osilatörü	$\frac{(g_{m3} - g_{m4}) \cdot \frac{C_1 C_2 C_3}{(C_1 + C_3)(C_2 + C_3)}}{C_1 \cdot C_2}$	$\frac{g_{m1} \cdot g_{m2} \left(1 + \frac{C_1}{C_3}\right) \cdot \left(1 + \frac{C_2}{C_3}\right) - g_{m3} \cdot g_{m4} \frac{C_1 C_2}{C_3^2}}{C_1 \cdot C_2}$



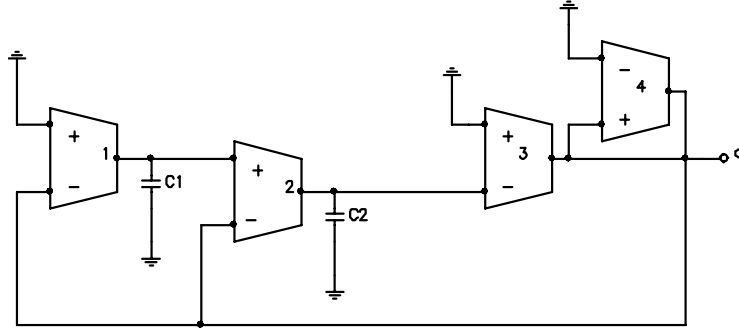
Şekil-7.6. Yüksek frekans OTA-C osilatör yapıları: a) 2OTA3C, b) 3OTA2C
c) 4OTA2CI, d) 4OTA2CII, e) 4OTA4C.

Bir ucu topraklanmış C elemanları ve OTA kullanılarak gerçekleştirilen OTA-C osilatör yapıları

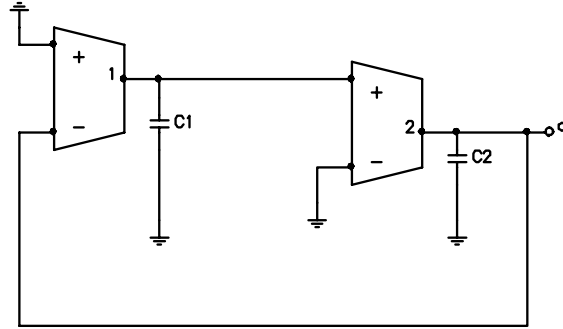
Bu bölümdeki osilatör devreleri Acar, Anday ve Kuntman tarafından önerilen alçak geçiren, yüksek geçiren süzgeç yapıları ile Sinencio, Geiger ve Lozano tarafından önerilen band geçiren filtre yapıları kullanılarak türetilmiş, bu süzgeç yapıları hareket noktası alınarak üç yeni osilatör yapısı elde edilmiştir. Elde edilen yapıların hareket noktası Şekil-7.7'de görülmektedir. Bu yapıların ideal OTA kullanılarak yapılan analizi sonucunda b osilasyon şartı ve Ω_0 osilasyon frekansı için elde edilen bağıntılar Tablo.7.2'de verilmiştir. Tablo 7.2'deki b büyüklüğünü veren bağıntılar incelenirse, bu değerleri sıfır yapmak ve idealsizlik etkilerini dengelemek üzere b büyüklüğünün negatif veya pozitif değerlere kaydırılması gerektiği, bunun ise mümkün olamayacağı fark edilebilir. Söz konusu problemi çözmek üzere, yukarıdaki yapılara Şekil-7.8'de gösterilen CMOS OTA'yla gerçekleştirilen negatif direnç eklenmiştir.



Şekil 7.7a Alçak geçiren süzgeçten elde edilen osilatör yapısı



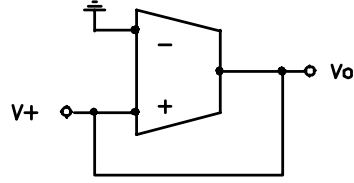
Şekil -7.7b Yüksek geçiren süzgeçten elde edilen osilatör yapısı



Şekil -7.7c Band geçiren süzgeçte, en elde edilen osilatör yapısı

Tablo 7.2. Şekil-7.7'de verilen devrelere ilişkin osilasyon şartı ve osilasyon frekansı bağıntıları

Şekil No	b	Ω_0
Şekil 7.7a	$\frac{g_{m2}}{C_2}$	$\sqrt{\frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{C_1 \cdot C_2}}$
Şekil 7.7b	$\frac{g_{m2} \cdot g_{m3}}{g_{m4} \cdot C_2}$	$\sqrt{\frac{g_{m1} \cdot g_{m2} \cdot g_{m3}}{g_{m4} \cdot C_1 \cdot C_2}}$
Şekil 7.7c	0	$\sqrt{\frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{C_1 \cdot C_2}}$

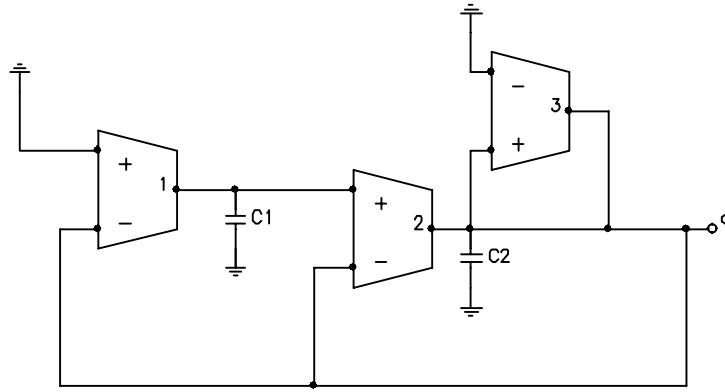


Şekil 7.8 CMOS OTA ile oluşturulan negatif direnç

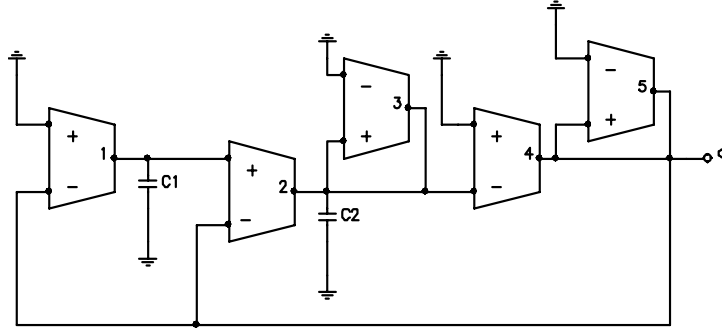
Bu negatif direncin değeri

$$R_n = -\frac{1}{g_m}$$

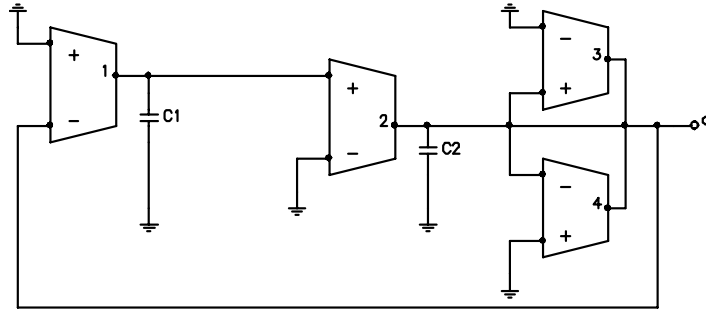
bağıntısıyla hesaplanabilir. Şekil-7.7'deki osilatör yapılarına negatif direncin eklenmesiyle oluşturulan yeni osilatör topolojileri Şekil-7.9'da verilmiştir. Bu devrelere ilişkin yeni b ve Ω_0 bağıntıları Tablo 7.3'de görülmektedir.



Şekil-7.9a 3OTA-2C Osilatör yapısı



Şekil-7.9b. 5OTA-2C Osilatör yapısı



Şekil-7.9c 4OTA-2C Osilatör yapısı

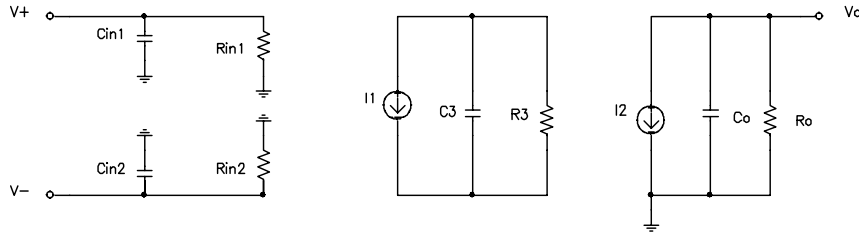
Tablo 7.3. Şekil-7.9'da verilen devrelere ilişkin osilasyon şartı ve osilasyon frekansı bağıntıları

Şekil No	b	Ω_0
Şekil 7.9a	$\frac{g_{m2} - g_{m3}}{C_2}$	$\sqrt{\frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{C_1 \cdot C_2}}$
Şekil 7.9b	$\frac{\left(\frac{g_{m2} \cdot g_{m4}}{g_{m5}} - g_{m3} \right)}{C_2}$	$\sqrt{\frac{g_{m1} \cdot g_{m2} \cdot g_{m5}}{g_{m4} \cdot C_1 \cdot C_2}}$
Şekil 7.9c	$\frac{g_{m4} - g_{m3}}{C_2}$	$\sqrt{\frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{C_1 \cdot C_2}}$

Yeni yapılara ilişkin b büyüklüğünü veren bağıntılar incelendiğinde, osilasyon şartının g_m geçiş iletkenliği değerleri eşit seçilerek sıfır yapılabildiği ve ideallsizlik etkilerinin b 'ye ek olarak getirdiği negatif ve pozitif terimlerin g_m eğimlerinden birinin büyük seçilmesiyle dengelenebildiği kolayca fark edilebilir.

OTA ideallsizliklerinin osilatör yapılarına etkisi

İşlemsel geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi, diğer ismiyle OTA, giriş büyüklüğü gerilim, çıkışı büyüklüğü akım olan bir yapıdır. Dolayısıyla, bu yapı gerilim kontrollü akım kaynağı (VCCS) olarak davranmaktadır. İdeal OTA için çıkış direnci sonsuz, çıkış akımının salınabileceği aralık sonsuz, band genişliği sonsuz ve eğimin değiştirilebileceği aralık sonsuz olurken, pratikte bu değerlere ulaşmak olanaksızdır. Bu nedenle, ideal şartlara olabildiğince yaklaşılmaya çalışılır. Bu bölümde, en baskın ideallsizlik bileşeni olan sonlu çıkış direncinin ve sonlu band genişliğinin b ve Ω_0 büyüklüklerine etkisi ele alınarak incelenecektir. Yapılan analizlerde kullanılan OTA modeli, Kuntman tarafından OTA'nın lineer ve lineer olmayan davranışlarını modellemek üzere önerilen makromodelden türetilmiştir. Bu model Şekil-7.10'da verilmiştir. Söz konusu model kullanılarak elde edilen yeni b ve Ω_0 değerleri Tablo-7.4'de görülmektedir.



Şekil-7.10. Simülasyonda kullanılan OTA modeli

Burada, R_o büyüklüğü OTA'nın çıkış direncini, C_o çıkış kapasitesini, R_{in1}, R_{in2} giriş direncini, $C_{in1}=C_{in2}$ giriş kapasitesini göstermektedir. OTA'nın eğimi

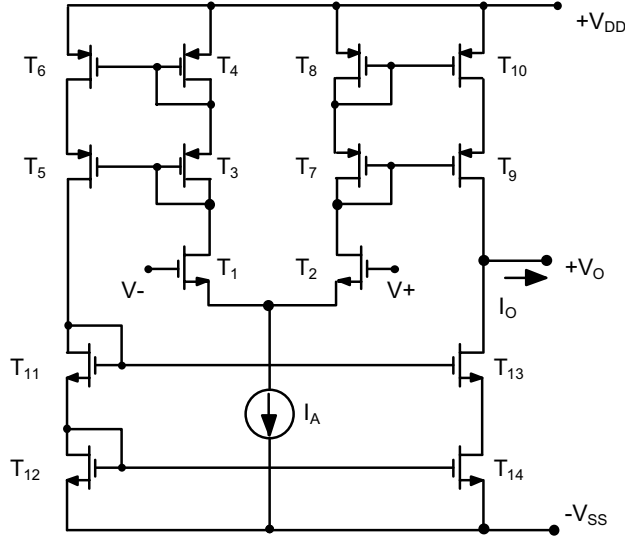
$$g_m(s) = \frac{g_m}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \quad (7.6)$$

$$\omega_p = \frac{1}{R_3 C_3}$$

bağıntısıyla verilmektedir. Yapılan incelemede $C_1=C_2=C_3$, $G_i=G_o$, $\omega_i=\omega_p$ ($i=1,2,3,4,5$) alınmıştır.

Tablo 7.4. Şekil.-7.9'daki devreler için OTA modeli ile yapılan analizlerden elde edilen b ve Ω_0 ifadeleri

Şekil No	b	Ω_0
Şekil 7.9a	$\frac{(g_{m2} - g_{m3}) \cdot C + \left(\frac{g_{m2} - g_{m3}}{\omega_p} \right) \left(G_o + \frac{4G_o^2}{\omega_p} + 3G_o C \right)}{C^2 + \left(\frac{g_{m2} - g_{m3}}{\omega_p} \right) \cdot C + \frac{2G_o^2}{\omega_p^2} + \frac{6G_o C}{\omega_p}}$	$\sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2} + (g_{m2} - g_{m3}) G_o + 2G_o^2}{C^2 + \left(\frac{g_{m2} - g_{m3}}{\omega_p} \right) \cdot C + \frac{2G_o^2}{\omega_p^2} + \frac{6G_o C}{\omega_p}}}$
Şekil 7.9b	$\frac{\left(\frac{g_{m2} \cdot g_{m4}}{g_{n5} - 2G_o} - g_{m3} \right) \cdot C + \left(\frac{g_{m2} \cdot g_{m4}}{g_{n5} - 2G_o} - g_{m3} \right) \frac{G_o}{\omega_p} + \frac{4G_o^2}{\omega_p} + 3G_o C}{C^2 + \left(\frac{g_{m4} - g_{m3}}{\omega_p} \right) \cdot C + \frac{3G_o^2}{\omega_p^2} + \frac{8G_o C}{\omega_p}}$	$\sqrt{\frac{\frac{g_{m1} g_{m2} \cdot g_{m4}}{g_{n5} - 2G_o} + \left(\frac{g_{m2} \cdot g_{m4}}{g_{n5} - 2G_o} - g_{m3} \right) G_o + 2G_o^2}{C^2 + \left(\frac{g_{m2} \cdot g_{m4}}{g_{n5} - 2G_o} - g_{m3} \right) \frac{C}{\omega_p} + \frac{2G_o^2}{\omega_p^2} + \frac{6G_o C}{\omega_p}}}$
Şekil 7.9c	$\frac{(g_{m4} - g_{m3}) \cdot C + \left(\frac{g_{m4} - g_{m3}}{\omega_p} \right) \left(G_o + \frac{6G_o^2}{\omega_p} + 4G_o C \right)}{C^2 + \left(\frac{g_{m4} - g_{m3}}{\omega_p} \right) \cdot C + \frac{3G_o^2}{\omega_p^2} + \frac{8G_o C}{\omega_p}}$	$\sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2} + (g_{m4} - g_{m3}) G_o + 3G_o^2}{C^2 + \left(\frac{g_{m4} - g_{m3}}{\omega_p} \right) \cdot C + \frac{3G_o^2}{\omega_p^2} + \frac{8G_o C}{\omega_p}}}$



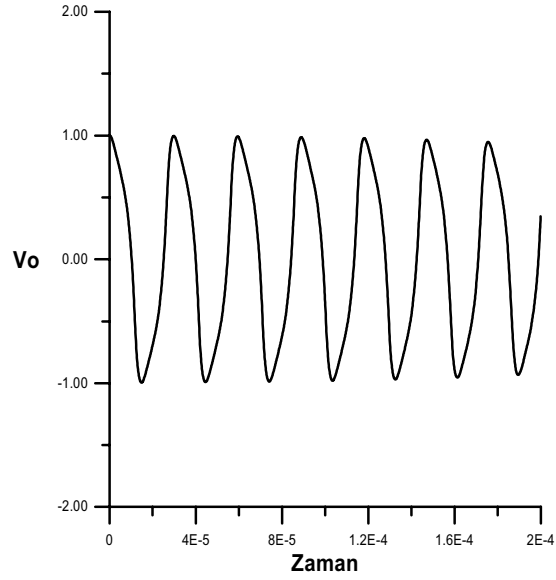
Şekil.7.11 Kaskod OTA devresi

Tablo.7.5. Kaskod OTA devresi için tranzistor geometrileri

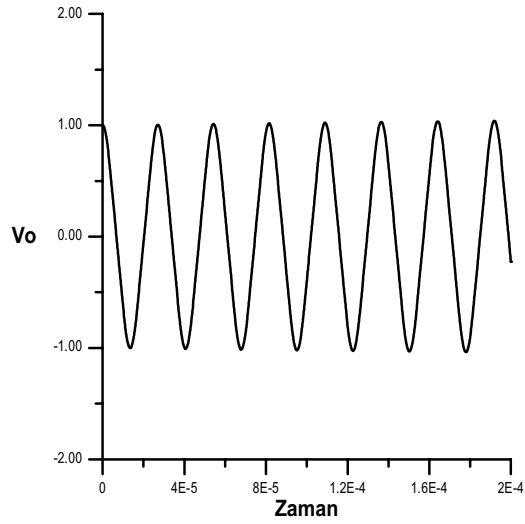
	W(μm)	L(μm)		W(μm)	L(μm)
T1	5	3	T8	10.27	3
T2	5	3	T9	10	3
T3	10	3	T10	10	3
T4	10	3	T11	5	3
T5	10	3	T12	5	3
T6	10	3	T13	5	3
T7	10.27	3	T14	5	3

Önerilen osilatör yapılarından 5OTA-2C osilatör devresi Kuntman tarafından geliştirilen OTA macromodeli kullanılarak, 3OTA-2C ve 4OTA-2C devreleri Şekil.7.11'de verilen CMOS kaskod OTA kullanılarak SPICE bilgisayar programı yardımıyla simüle edilmiştir. CMOS kaskod OTA'nın tranzistor geometrileri Tablo-7.5'de verilmiştir. Simülasyon sonuçları Şekil.7.12-a, Şekil.7.12-b ve Şekil.7.12-c verilmiştir. Simülasyonda kullanılan eleman değerleri aşağıdaki gibidir.

7.16

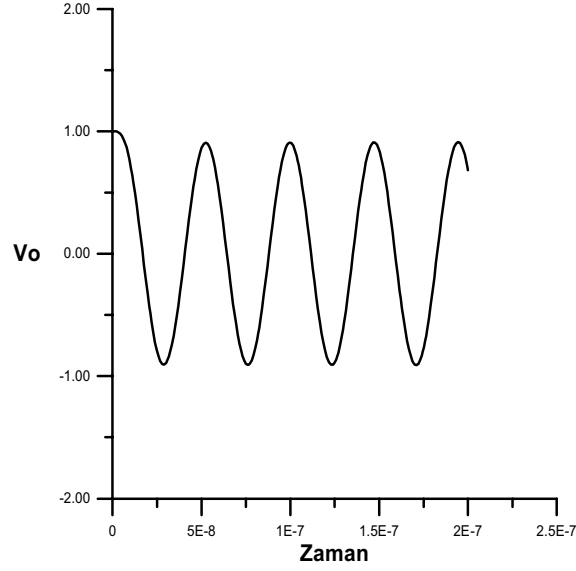


Şekil-7.12a 3OTA-2C devresi için elde edilen simülasyon sonucu, simülasyonda $C_1=C_2=100\text{pF}$, $g_{m1}=35\mu\text{A/V}$, $g_{m2}=40\mu\text{A/V}$, $g_{m3}=35\mu\text{A/V}$ alınmıştır.



Şekil.7.12-b 4OTA-2C devresi için elde edilen simülasyon sonucu, simülasyonda $C_1=C_2=100\text{pF}$, $g_{m1}=40\mu\text{A/V}$, $g_{m2}=40\mu\text{A/V}$, $g_{m3}=40\mu\text{A/V}$, $g_{m4}=40\mu\text{A/V}$ alınmıştır.

7.17



Şekil-7.12c 5OTA-2C devresi için elde edilen simülasyon sonucu, simülasyonda $C_1=C_2=100\text{pF}$, $g_{m1}=1\text{ mA/V}$, $g_{m2}=1\text{ mA/V}$, $g_{m3}=0.7\text{ mA/V}$, $g_{m4}=1\text{ mA/V}$, $g_{m5}=1\text{ mA/V}$ olarak alınmıştır.

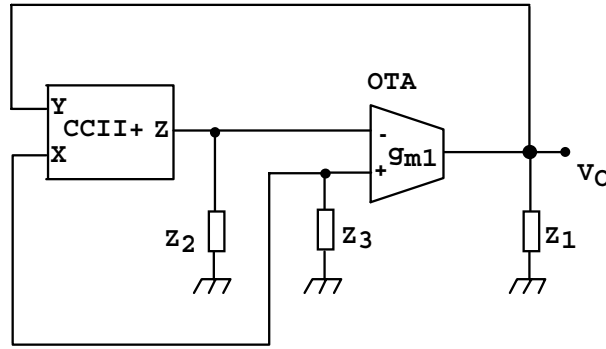
Simülasyon sonuçlarından görüleceği üzere bu devreler (Şekil-7.12a: 33.3KHz, Şekil.7.12b: 25KHz ve Şekil.7.12c: 22MHz) sinüsoidal osilatör olarak çalışabilmektedir.

7.4. Akım taşıyıcı RC osilatörleri

Son yıllarda CCII RC sinüsoidal osilatörlerin gerçekleştirilmesi için çok sayıda çalışmalar yapılmakta ve yeni devre topolojileri önerilmektedir. Bunun başlıca nedeni, akım taşıyıcının geniş bantlı olması ve yüksek frekans osilatörü gerçekleştirme olanağı sağlamasıdır. Bu tür çalışmalarda, devrede kullanılan kondansatör ve dirençlerin birer ucunun toprağa bağlı olması, yapının minimum sayıda eleman içermesi gibi VLSI tasarımında ve gerçekleştirmede önem kazanan özelliklerin sağlanmasına çalışılmaktadır. Bu bölümde, akım taşıyıcı-

RC osilatörlerinin ne şekilde gerçekleştirileceği ele alınacak, osilasyon koşulları incelenecek ve devrelere ilişkin bağıntılar verilecektir.

CCII+ ve geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi (OTA) kullanılarak gerçekleştirilen osilatör yapıları



Şekil-7.13. CCII+ ve geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi kullanılarak gerçekleştirilen osilatörler için genel yapı.

CCII+ ve geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi kullanılarak gerçekleştirilmiş bir osilatör yapısı Şekil-7.13'de görülmektedir. Devredeki CCII+ ve OTA'nın ideal oldukları kabul edilirse

$$V_X = V_Y$$

$$I_Z = \pm I_X$$

$$I_O = g_{m1} \cdot (V^+ - V^-)$$

bağıntıları yazılabilir. Devrenin analizi yapılırsa

$$g_{m1} \cdot Z_1 \cdot Z_3 = g_{m1} \cdot Z_1 \cdot Z_2 + Z_3 \quad (7.7)$$

eşitliği elde edilir.

Bu genel yapıdan hareket edilir ve osilasyon oluşmasını sağlamak üzere 4 adet topraklanmış pasif eleman kullanılmasıyla mümkün olabilecek bütün kombinezonlar denenirse, 3 farklı osilatör yapısı elde edilir. Bu osilatör yapıları Şekil-7.14'de, devrelere ilişkin osilasyon frekanslarını ve osilasyon şartlarını veren bağıntılar da Tablo-7.6.'da gösterilmiştir.

Tablo-7.6. Şekil-7.14'deki osilatör yapıları için osilasyon frekansı ifadeleri ve osilasyon şartları

Devre	Osilasyon frekansı (Ω_0^2)	Osilasyon şartı
Şekil-7.14a	$g_{m1}/R_3C_1C_2$	$g_{m1} \cdot R_1 = 1$
Şekil-7.14b	$g_{m1}(R_2 - R_3) / R_2 R_3 C_1 C_2$	$g_{m1} \cdot R_2 = C_1 / C_2$
Şekil-7.14c	$g_{m1}/R_3C_1C_2$	$C_2 = C_3$

Tablo-7.6. incelenirse, Şekil-7.14'de verilen 3 osilatör devresi için de osilasyon frekansının R_3 direncine bağlı olduğu, osilasyon şartının ise bu dirençten bağımsız kaldığı fark edilebilir. Dolayısıyla, R_3 direncinin değeri değiştirilerek osilasyon şartına etki etmeksizin osilasyon frekansı değiştirilebilir. Bunun yanısıra, Şekil-7.14b'deki osilatör devresine ilişkin osilasyon frekansı bağıntısında yer alan $(R_2 - R_3)$ terimi, bu osilatör yapısıyla uygun R_3 direnci değeri kullanılarak alçak frekanslı işaretler üretilebileceğini göstermektedir.

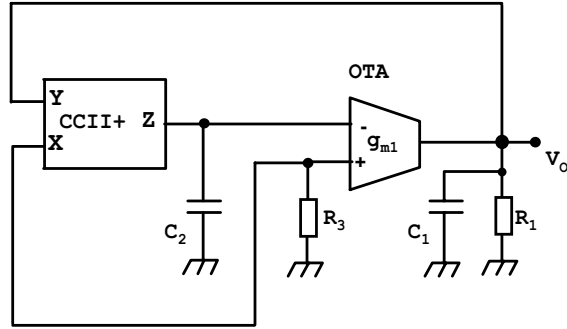
Devredeki R_3 direncinin bir OTA yardımıyla gerçekleştirilmesi halinde, OTA'nın geçiş iletkenliği g_{m2} olmak üzere, direncin değeri

$$R_3 = \frac{1}{g_{m2}} \quad (7.8)$$

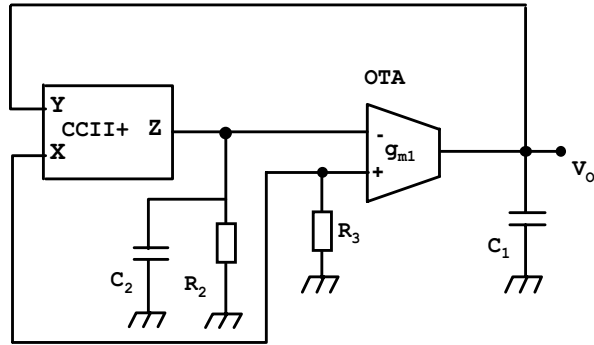
olur. (7.8) eşitliği kullanılarak Tablo-7.6'daki bağıntılardan Şekil-7.14a ve Şekil-7.14b'deki devrelere ilişkin osilasyon frekansı hesaplanırsa

$$\Omega_0^2 = \frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{C_1 \cdot C_2} \quad (7.9)$$

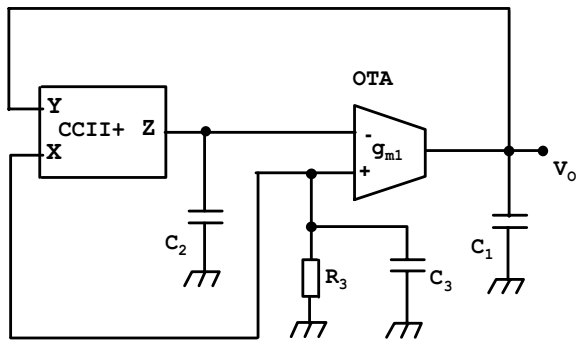
bulunur. (7.9) eşitliği, osilasyon frekansının OTA'ların eğimine bağlı olduğunu göstermektedir. OTA'ların eğimleri dışarıdan bağlanan kontrollü bir akım kaynağı yardımıyla değiştirilirse, osilasyon frekansı da değişir. OTA'lar eş akımlarla kutuplanırlarsa



(a)



(b)



(c)

Şekil-7.14. CCII+ ve geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi kullanılarak gerçekleştirilmiş bir osilatör yapıları

$$g_{m1} = g_{m2} = g_m \quad (7.10)$$

eşitliği elde edilir. Bu eşitlik, osilasyon frekansını veren (7.9) eşitliğinde yerine götürülürse

$$\Omega_0 = \frac{g_m}{\sqrt{C_1 \cdot C_2}} \quad (7.11)$$

ve simetrik CMOS OTA kullanıldığı varsayılarak OTA'nin eğimi ile kutuplama akımı arasındaki bağıntı (Bkz. Bölüm-4) (7.11) eşitliğinde yerine konursa

$$\Omega_0 = \frac{B \cdot \sqrt{\beta_1 I_B}}{\sqrt{C_1 \cdot C_2}} \quad (7.12)$$

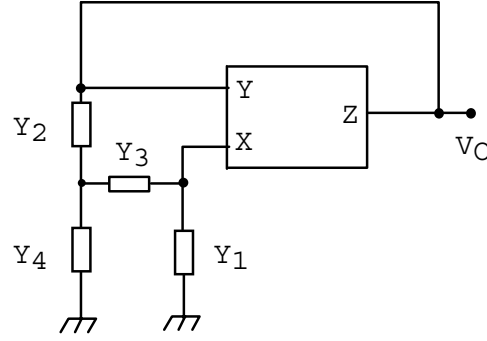
elde edilir. Bu bağıntıda β_1 geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisinin giriş transistörlerinin eğim parametresi, I_B kuvvetlendiricinin kutuplama akımı, B büyüklüğü de kuvvetlendiricinin akım çoğaltma faktörüdür. Bu eşitlikten fark edilebileceği gibi, Şekil-7.14a ve Şekil-7.14c'deki devrelerde osilasyon frekansı bir akım yardımıyla değiştirilebilmektedir. CMOS tekniği ile gerçekleştirilmede osilasyon frekansı akımın karekökü ile orantılıdır. Osilatörün bipolar transistörli OTA yapıları ile kurulması halinde, I_B OTA'ların kutuplama gerilimi ve $V_T = kT/q$ ısı gerilimi olmak üzere, (7.11) bağıntısı

$$\Omega_0 = \frac{I_B}{2 \cdot V_T \sqrt{C_1 \cdot C_2}} \quad (7.13)$$

biçimine getirilebilir. Buradan fark edilebileceği gibi, bipolar OTA yapılarının kullanılması durumunda, osilasyon frekansı doğrudan doğruya kutuplama akımıyla orantılı olmaktadır. Şekil-7.14a'daki devre için bu işlem, osilasyon şartına etki edilmeksizin gerçekleştirilemez. Şekil-7.14c'deki devrede ise, frekansı değiştirme işlemi, osilasyon şartı eğimden bağımsız kaldığı için, kolaylıkla gerçekleştirilebilir.

Şekil-7.14'deki devrelerde, az sayıda eleman ve CCII kullanılarak RC osilatörleri gerçekleştirilmiştir. Devre yapılarında 4 adet topraklanmış pasif eleman kullanılmıştır.

İki direnç, iki kondansatör ve bir akım taşıyıcı ile gerçekleştirilen osilatör yapıları



Şekil-7.15. İki direnç, iki kondansatör ve bir pozitif akım taşıyıcı (CCII+) ile gerçekleştirilen genel osilatör yapısı

İki direnç, iki kondansatör ve bir akım taşıyıcı ile gerçekleştirilen bir genel osilatör yapısı Şekil-7.15'de verilmiştir. Bu devrede akım taşıyıcının ideal olduğu kabul edilirse

$$V_X = V_Y$$

$$I_Y = 0$$

$$I_Z = \pm I_X$$

eşitlikleri yazılabilir. Devre analiz edilirse

$$Y_1 \cdot (Y_2 + Y_3 + Y_4) = Y_4 \cdot (Y_2 + Y_3) \quad (7.14)$$

eşitliği elde edilir. Bu devre için olabilecek bütün olasılıklar denenirse, iki farklı osilatör yapısı elde edilebileceği görülebilir. Bu osilatör yapıları, Şekil-7.16'da gösterilmiştir. Şekil-7.16a'daki devre için osilasyon frekansı

$$\Omega_0^2 = \frac{G_3 \cdot G_4}{C_1 \cdot C_2} \quad (7.15)$$

ve osilasyon şartı da

$$C_1 \cdot (G_3 + G_4) = C_2 \cdot G_4 \quad (7.16)$$

biçiminde ifade edilebilir. Şekil-7.16b'deki devre için ise osilasyon frekansı

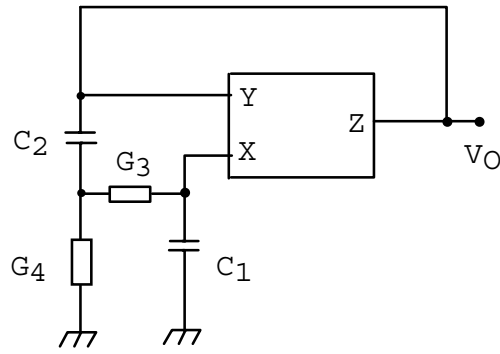
7.23

$$\Omega_0^2 = \frac{G_1 \cdot G_2}{C_3 \cdot C_4} \quad (7.17)$$

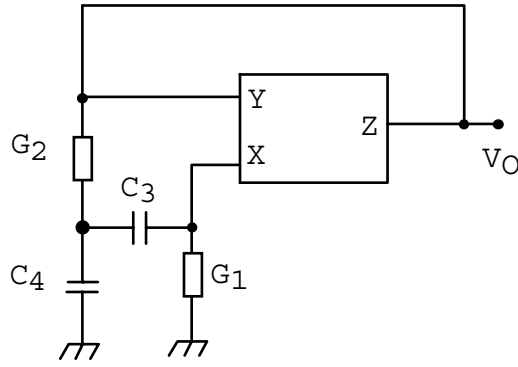
osilasyon şartı da

$$G_1 \cdot (C_3 + C_4) = C_4 \cdot G_2 \quad (7.18)$$

olmaktadır.



(a)



(b)

Şekil-7.16. İki direnç, iki kondansatör ve bir pozitif akım taşıyıcı (CCII+) ile gerçekleştirilen osilatör yapıları.

CCII+'nın ideal olmaması durumunda ise osilasyon frekansının ve osilasyon şartının ne şekilde olacağı aşağıdaki biçimde incelenebilir. 1986 yılında Higashimura ve Kufui tarafından, akım taşıyıcının ideal olmaması durumunda, bu elemanın davranışının

$$V_X = V_Y$$

$$I_Y = 0$$

$$I_Z = \pm k \cdot I_X$$

biçiminde ifade edilebileceği ortaya konmuştur. Bu bağıntılardaki k büyüklüğü akım izleme oranı olarak isimlendirilir. Burada $k = 1 - \varepsilon$ ve $\varepsilon \ll 1$ dir. ε büyüklüğü akım izleme hatasını verir. İdeal olmayan akım taşıyıcı için bu bağıntılar kullanılır ve Şekil-7.15'deki devrenin osilasyon frekansı ve osilasyon şartı hesaplanırsa

$$\Omega_0^2 = \frac{G_3 \cdot G_4}{C_1 \cdot C_2} \quad (7.19)$$

$$C_1 \cdot (G_3 + G_4) \cdot (1 - \varepsilon) = C_4 \cdot G_2 \quad (7.20)$$

bağıntıları elde edilir. Bu bağıntılardan görüleceği gibi, CCII+'nin ideal olmaması osilasyon frekansını etkilemez; osilasyon şartı ise akım yansıtma hatası kadar etkilenmektedir.

Osilasyon frekansının devre elemanlarına göre duyarlılığı

Bağıl duyarlık tanımından hareket edilirse, ω_0 osilasyon frekansının herhangi bir y parametresine göre bağıl duyarlılığı

$$S(\Omega_0, y) = \frac{y}{\omega_0} \frac{\partial \omega_0}{\partial y} \quad (7.21)$$

olur. (7.21) eşitliği kullanılarak her iki devre için osilasyon frekansının devre elemanlarına göre bağıl duyarlılığı hesaplanırsa, Şekil-7.16a'daki devre için

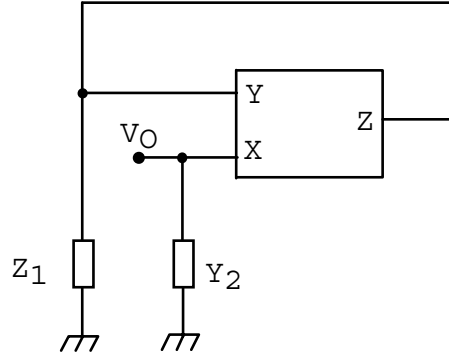
$$S(\Omega_0, G_3) = S(\Omega_0, G_4) = S(\Omega_0, C_1) = -S(\Omega_0, C_2) = \frac{1}{2} \quad (7.22)$$

ve Şekil-7.16b'deki devre için de

$$S(\Omega_0, G_1) = S(\Omega_0, G_2) = -S(\Omega_0, C_3) = -S(\Omega_0, C_4) = \frac{1}{2} \quad (7.23)$$

elde edilir.

Minimum sayıda aktif ve pasif eleman kullanılarak Wien osilatörü gerçekleştirilmesi



Şekil-7.17. Minimum sayıda aktif ve pasif eleman kullanılarak Wien osilatörü gerçekleştirilmesine yönelik genel devre yapısı

Minimum sayıda aktif ve pasif eleman kullanılarak Wien osilatörü gerçekleştirilmesine yönelik genel devre yapısı Şekil-7.17’de verilmiştir. CCII+’nın ideal olduğu varsayımı altındaki eşitliklerden hareket edilirse, devreden

$$Z_1 \cdot Y_2 = 1 \quad (7.24)$$

yazılabilir. (17) denkleminde

$$Z_1 = R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \quad \text{ve} \quad Y_2 = \frac{1}{R_2} + j\omega C_2 \quad (7.25)$$

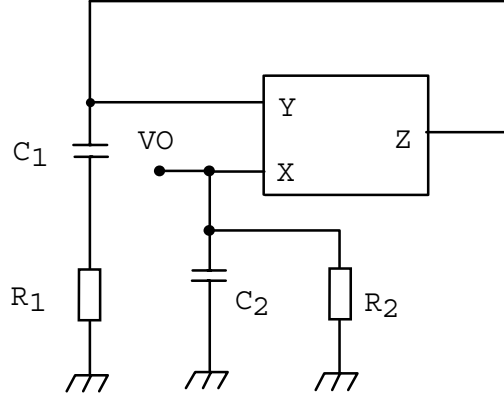
büyüklikleri yerlerine konarak çözümlerse, Şekil-7.18’deki osilatör devresi bulunur. Bu devre için osilasyon frekansı ve osilasyon şartı

$$\Omega_0^2 = \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2} \quad (7.26)$$

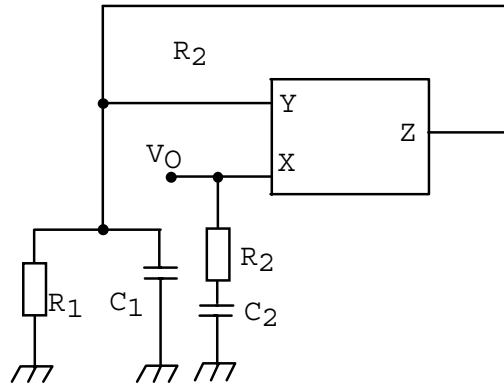
$$C_1 \cdot R_2 = C_1 \cdot R_1 + C_2 \cdot R_2 \quad (7.27)$$

olur. (7.24) denkleminde Z_1 ve Y_2 yerine aşağıdaki

7.26



(a)



(b)

Şekil-7.16. Minimum sayıda aktif ve pasif eleman kullanılarak Wien osilatörü gerçekleştirilmesine yönelik devre yapıları.

$$Z_1 = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + j\omega C_1} \quad Y_2 = \frac{1}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}} \quad (7.28)$$

eşitlikleri konursa, Şekil-7.18b'deki osilatör devresi elde edilir. Bu durumda ise osilasyon frekansı ve osilasyon şartı

$$\Omega_0^2 = \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2} \quad (7.29)$$

$$C_2 \cdot R_1 = C_1 \cdot R_1 + C_2 \cdot R_2 \quad (7.30)$$

olur. Bağıl duyarlık tanımından hareket edilerek Ω_0 osilasyon frekansının devredeki elemanlara göre bağıl duyarlığı hesaplanırsa

$$S(\Omega_0, C_1) = S(\Omega_0, C_2) = -S(\Omega_0, R_1) = S(\Omega_0, R_2) = -\frac{1}{2} \quad (7.31)$$

elde edilir.

Şekil-7.18a ve Şekil-7.18b'deki osilatör devrelerinin özellikleri aşağıdaki başlıklar altında toplanabilir:

- a- Devreler az sayıda aktif ve pasif eleman içermektedir.
- b- Ω_0 osilasyon frekansının devredeki elemanlara duyarlığı düşüktür.
- c- Kapasitelerin bir ucunun toprağa bağlı olması, tümleştirme için istenen bir özelliktir.
- d- Devrede toprağa bağlı dirençlerin bulunması, direnç olarak JFET veya OTA kullanılarak gerilim kontrollü osilatör gerçekleştirilmesine olanak verir.

KAYNAKLAR

- [1] H. Kuntman, Analog tümdevre tasarımı, Sistem yayınları, İstanbul, 1992.
- [2] H. Kuntman, Analog MOS tümdevre tasarımı (Endüstri Semineri Notu), İTÜ İleri Elektronik Teknolojileri Araştırma Geliştirme Vakfı (ETA), Uygulamaya özgü tümdevre teknolojileri yaz okulu notları, İstanbul, 1993.
- [3] H. Kuntman, İleri analog tümdevre tasarımı: Analog devreler, (Endüstri Semineri Notu), İTÜ İleri Elektronik Teknolojileri Araştırma Geliştirme Vakfı (ETA), İstanbul, 1994.

- [4] E.S. Sinencio, R.L.Geiger, H.N. Lozano, Generation of continuous-time two integrator loop OTA filter structure, IEEE Transactions on circuit and systems, Vol 37, No 2, February 1990.
- [5] H. Kuntman, Simple and accurate nonlinear OTA macromodel for simulation of OTA-C active filters, Int. J. Electronics, 77, pp. 993-1006, 1994.
- [6] P.E. Allen and D.R. Holberg, CMOS analog circuit design, Holt, Rinehart and Winston Inc., New York, 1987.
- [7] C.Acar, F.Anday, H. Kuntman, On the realization of OTA-C filters, Int. Journal of. Circuit Theory and Applications, Vol 21, pp.331-341, 1993.
- [8] U. Çam, H. Kuntman, OTA-C osilatörlerinde ideal olmama sorunları, IX. Müh. Sempozyumu, Elektronik ve Haberleşme Müh. Bildiri Kitabı, 77-82, Süleyman Demirel Üniversitesi, Isparta, 29-31 Mayıs, 1996.
- [9] U. Çam, OTA-C osilatörlerinde ideal olmama problemi, (Yüksek Lisans Tezi), İ.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektronik ve Haberleşme Müh. Programı, Mayıs 1996.
- [10] M.T. Abuelma'atti, N.A. Humood, Two new minimum-component Wien-bridge oscillators using current-conveyors, Int. J. Electronics, Vol. 63, pp. 669-672, 1987.
- [11] M.T. Abuelma'atti, New current controlled CCII-based RC oscillators with grounded capacitors and resistors, Int. J. Circuit Theory and Application, Vol. 21, pp. 487--491, 1993.
- [12] M.T. Abuelma'atti, Two minimum-component singlecurrent-conveyor RC oscillators, Int. J. Electronics, Vol. 63, pp. 509-512, 1987.
- [13] C. Acar, Elektrik Devrelerinin Analizi, İTÜ yayını, 1995