

56042

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

OTA-C OSİLATÖRLERİNDE İDEAL OLMAMA PROBLEMİ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Müh. Uğur ÇAM

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 20 Mayıs 1996

Tezin Savunulduğu Tarih : 10 Haziran 1996

Tez Danışmanı  : Prof. Dr. H. Hakan KUNTMAN

Diğer Jüri Üyeleri : Prof. Dr. Cevdet ACAR 

Doç. Dr. Sait Türköz 

HAZİRAN 1996

ÖNSÖZ

Bu tezin hazırlanmasındaki katkılarından dolayı değerli danışman hocam Prof. Dr. H. Hakan Kuntman'a, deneysel çalışmaların yapılmasında yardım eden İTÜ Elektronik-Haberleşme Mühendisliği öğrencilerinden Serdar Arslan ve Alper Kutucu'ya ve eğitim hayatım boyunca bana verdikleri desteklerden dolayı aileme teşekkür ederim.

Haziran, 1996

Uğur Çam



İÇİNDEKİLER

ÖZET.....	V
SUMMARY.....	VI
BÖLÜM 1. GİRİŞ.....	1
BÖLÜM 2 OTA-C OSİLATÖR YAPILARININ TASARIMI.....	3
2.1 Osilatör devresinin çalışma ilkesi.....	3
2.2 Osilatör yapılarının filtre yapılarından elde edilmesi.....	4
2.3 Elde edilen OTA-C osilatör yapıları.....	4
2.4 Osilatör devrelerinin b ve Ω_0 'nın bulunması.....	7
2.5 Osilatör yapılarının ideal OTA eşdeğer devresi kullanılarak SPICE ile simülasyonu.....	8
BÖLÜM 3 OTA-C OSİLATÖRİNDE İDEALSİZLİK PROBLEMİ.....	10
3.1 OTA idealsizliklerinin osilatör yapılarına etkisi.....	10
3.2 Çıkış dirençli OTA modeli ile osilatör devresinin analizi.....	11
3.3 OTA ile negatif ve pozitif direnç tasarımı.....	11
3.4 Yeni osilatör yapıları.....	12
3.5 Yeni osilatör yapılarının ideal OTA eşdeğer devresi kullanılarak SPICE Programı ile simülasyonu.....	15
3.6 Yeni osilatör devrelerinin çıkış dirençli OTA modeli ile analizi ve simülasyonu.....	19
3.7 OTA makromodeli yardımı ile önerilen osilatör yapılarının analizi..	21
BÖLÜM 4 OSİLATÖR YAPILARININ DUYARLILIK ANALİZLERİ.....	24
4.1 Duyarlılık analizinin gerekliliği.....	24
4.2 Duyarlılık çeşitleri.....	25
4.3 Önerilen osilatör devrelerinin duyarlılık analizleri.....	26
BÖLÜM 5 OSİLATÖR YAPILARININ SPICE İLE SİMÜLASYONU.....	29
5.1 OTA-C osilatör tasarımına uygun OTA yapılarının araştırılması.....	29
5.2 Kaskod akım aynalı simetrik OTA.....	30
5.3 Osilatör yapılarının kaskod akım aynalı simetrik OTA kullanılarak SPICE programıyla simülasyonu.....	36
BÖLÜM 6 OSİLATÖR YAPILARINDAN ELDE EDİLEBİLECEK MAKSİMUM GENLİĞİN BELİRLENMESİ.....	40
6.1 OTA'ın giriş genliğindeki sınırlama.....	40
6.2 Önerilen osilatör yapılarının maksimum çıkış geriliminin belirlenmesi.....	42
6.3 OTA'nın lineer olmayan parazitik etkilerinin osilatör yapılarına etkisi.....	44

BÖLÜM 7	DENEYSEL ÇALIŞMA.....	48
7.1	Deneyde kullanılan OTA yapısı.....	48
7.2	Deneyin yapılışı.....	49
7.3	Deney sonuçlarının yorumlanması.....	51
SONUÇLAR VE ÖNERİLER.....		53
KAYNAKLAR.....		55
ÖZGEÇMİŞ.....		58



ÖZET

OTA-C OSİLATÖRLERDE İDEAL OLMAMA PROBLEMİ

İşemsel geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi(OTA) ve kapasite elemanları kullanılarak gerçekleştirilen devreler yüksek frekanslarda iyi bir performansa sahiptirler. OTA'nın eğiminin geniş bir frekans bölgesinde ayarlanabilmesi ve CMOS tümdevre teknolojisiyle tek bir VLSI çipinin üzerine yerleştirilebilmeleri bu devrelerin önemli avantajlarından. Bu çalışmada minimum sayıda OTA ve topraklanmış kapasite elemanı içeren bir filtre topolojisinden hareket edilerek yeni osilatör topolojileri elde edilmiştir. Bu osilatör yapıları, geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisinin eğimi ile osilasyon frekansının osilasyon şartını etkilemeksizin kontrolü, yüksek frekanslarda çalışma, yapıda endüktans bulunmaması sebebiyle çok geniş ölçekli tümleştirmeye(VLSI) uygunluk, özelliklerini sağlar. Önerilen yapılar için OTA'nın idealsızlık etkileri incelenmiş ve bu etkileri gidermek için, tasarım aşamasında topolojilere OTA ile gerçekleştirilen negatif ve pozitif direnç ilave edilmiştir.

Bütün topolojiler sadece topraklanmış kapasite elemanı içerdiklerinden önerilen devreler hem monolitik tümdevre teknolojisi için hem de ince film fabrikasyonu için önemli bir özelliği sağlamaktadır. Ayrıca parazitik kapasiteler topraklanmış kapasitelere paralel geldiklerinden kolaylıkla hesaplanıp ayarlanabilirler.

Önerilen devreler OTA idealsızlıklarını içeren bir makromodel yardımıyla analiz edilmiş ve idealsızlıkların osilasyon şartına ve osilasyon frekansına etkisi gösterilmiştir. Ayrıca osilasyon koşulu ve osilasyon frekansının devre parametrelerine olan duyarlılık analizi yapılmıştır. Osilatör devreleri kaskod akım aynalı simetrik OTA kullanılarak SPICE bilgisayar programı yardımıyla simüle edilmiştir. Simülasyonlarda TUBİTAK MAM YİTAL 3 μ CMOS proses parametreleri kullanılmıştır.

Bu devrelerden yükselme eğimi ve kırılma problemi olmaksızın elde edilebilecek maksimum osilasyon genliği basit bir method yardımıyla belirlenmiştir. Önerilen devrelerden biri CA3080 bipolar tümdevre yapısı kullanılarak bord üzerinde denenmiştir. Deney sonunda bu devrenin frekansı ve genliği ayarlanabilir bir yüksek frekans osilatörü olarak çalışabileceği gösterilmiştir.

SUMMARY

NONIDEALITY PROBLEMS OF OTA-C OSCILLATORS

Oscillators have a wide range of using area in telecommunications, control systems, signal processing and measurement systems. For design of voltage-controlled sinusoidal oscillator, a variety of active OPAMP-RC networks have been reported up to now. But, these network don't operate at high frequency, don't have frequency tuning parameter effectively. On the other hand, OTA-C oscillator networks have some superiorities such as, open loop tunability of OTA, compatibility to VLSI, adjustability of oscillation frequency by transconductance of OTA. Since transconductance of OTA is function of its tail current, oscillation frequency can be easily adjusted via this current.

A great variety of RC-active circuits have been developed for generating sinewaves, most of them based on the use of conventional operational amplifier (op amp) as active component. This circuit typically perform correctly in audio frequency range ($\leq 20\text{kHz}$), but their performance becomes severely degraded as the frequency increases. Together with frequency limitations op-amp based voltage controlled oscillators also exhibit other problems further restricting their usefulness. Different variable frequency RC-active oscillator have been reported whose frequency of oscillation can be controlled by a single resistor without affecting oscillation condition. Some additional circuitry has to be added to achieve this operation.

One possible method is obtained is obtained by substituting the controlling resistor by a FET working in ohmic region. This reduces the voltage swing across the simulated resistance. Besides, the tunable frequency range is somewhat reduces and switching among different resistors is needed what makes the design approach not readily compatible with monolithic integrated circuits.

Most of these problems can be overcome by the use of operational transconductance amplifiers(OTA) as the active building block. By interconnecting OTAs and capacitors, oscillating can be obtained whose frequency of oscillation is proportional to transconductance of OTA. Since the transconductance gain of OTA can be varied or programmed by an external power supply, the voltage controlled

oscillator can be readily implemented. Thus fully integrated voltage controlled transconductance amplifiers-capacitors oscillator(TACO) can be obtained with frequency adjustable over wide ranges, avoiding the necessity of switching among several passive components as observed in opamp design.

The use of circuits composed of operational transconductance amplifiers and capacitors has been demonstrated to be potentially advantageous for the synthesis of high frequency continuous-time monolithic analog operators either linear or nonlinear. One basic reason for high frequency potential of these circuits comes from the fact that the OTA is used in an open loop. It means that no additional constraints are imposed on the frequency response due to local feedback -induced pole displacement. Another advantage of open loop OTA-based circuit is that the transconductance of the OTA is used as a design parameter. In a typical OTA architecture this gain can be adjusted either by changing the tail current of a differential pair or by using digitally controlled current mirrors. Programmability is hence an inherent property of OTA-C circuits.

In this study, three new voltage-controlled sinusoidal oscillator topologies are proposed using only CMOS operational transconductance amplifiers and grounded capacitors. The oscillator configurations have the properties of oscillation frequency control using the transconductance gain without affecting oscillation condition, suitability to the very large scale integration (VLSI) for not having any inductors, and the capability of operation at high frequency. For the proposed topologies, the nonideality effect such as finite output conductance, finite bandwidth are investigated, and to compensate these effects in the design stages negative resistors implemented with OTA's are added. The oscillator topologies are simulated with SPICE computer program and resulting output voltage waveform are plotted.

A general sinusoidal network, has two conjugate pole on the imaginary axes and can be described by a second order characteristic equation

$$(s^2 + bs + \Omega_0^2). V_{out} = 0 \quad (1)$$

where $b=0$ is oscillation condition and Ω_0 is oscillation frequency. Parameters b controls both the oscillation condition and the amplitude of the oscillation. Similarly, the level of distortion can be also shown to depend on b . The basic goal of OTA-C oscillator design is to achieve noninteractive control of b and Ω_0 with minimum number of component.

Several OTA-C filter structures have been reported various researchers over the past several years[16]. Based upon, constructed with a minimum number OTA and grounded capacitor filter topology, novel OTA-C oscillator topologies are generated by converting of filters into oscillators which is explained in literature[9,20,21].

The general biquadratic transfer function is given as follows,

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{s^2 + b_1 s + b_0} \quad (2)$$

There are two possible ways for obtaining sinusoidal oscillator from this transfer function. In one of them the characteristic equation of the oscillator is obtained by equating the input voltage of filter $V_i(s)$ to zero. In this case the following oscillator characteristic equation is obtained

$$(s^2 + b_1 s + b_0) \cdot V_o(s) = 0 \quad (3)$$

The second way is connecting the output terminal of filter to the input terminal. By doing so, the resulting oscillator characteristic equation is expressed as,

$$\left(s^2 + \left(\frac{b_1 - a_1}{1 - a_2} \right) s + \left(\frac{b_0 - a_0}{1 - a_2} \right) \right) V_o(s) = 0 \quad (4)$$

If the oscillation condition satisfy by making $b=0$, this two equation yields undamped oscillations.

All the proposed topologies are very attractive both monolithic integrated technology(IC) and thin film fabrication due to including only grounded capacitors. Furthermore, the parasitic capacitors can be easily accounted and tuned for they are in parallel with grounded capacitors[13,15].

A large majority study on the design of OTA-C oscillator network where the OTA is assumed an ideal voltage-controlled current source(VCCS) and can be described by following equation,

$$I_o = g_m(V^+ - V^-) \quad (5)$$

where I_o is output current of OTA and V^+, V^- are noninverting and inverting input voltage of OTA. In many designs, the transconductance g_m is variable by setting a control bias current I_b so that g_m is proportional to I_b or $g_m = k \cdot I_b$.

On the contrary, for extreme frequency OTA doesn't perform ideal so that even small parasitic can produce pole displacements large enough to cause the oscillation to vanish or to increase distortion severely. There are three main OTA nonidealities affecting the performance of OTA-C oscillator structure. These are finite input and output conductance, input and output capacitance, frequency dependent transconductance gain. In order to explain the effect of dominant OTA nonidealities a highly true model is used in the nodal analysis.

In the so far studies the frequency dependence of transconductance gain of OTA is modeled and is used to search this nonideality effect to oscillator structure by making an assumption a time delay T_i through each OTA, such that

$$g_m(s) = g_{mo} e^{-sT} \quad (6)$$

which can be approximated $g(s)$ by giving the two first terms of its Taylor expansion for frequency much over than T^{-1}

$$g_m(s) = g_m(1 - sT) \quad (7)$$

where $T = 1/\omega_p$. Although not particularly exact, does allow us to do rough analysis of the effect of high order poles without using the true g_m response for simplicity. On the other hand this approach can be used up several megahertz, at high frequency it is insufficient and a more correct model is needed[12,22]. This model is formalized as,

$$g_m(s) = \frac{g_m}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \quad (8)$$

where ω_p is an effective pole at high frequency. In order to understand the effect of frequency dependence of transconductance gain to oscillator structure, in this study more correct model is used.

The proposed topologies are simulated by using cascode OTA structure with SPICE computer program.. The workability of CMOS version of all the proposed oscillator circuit has been tested by SPICE simulations. In the simulations The

SPICE model parameters for NMOS and PMOS transistor are taken from TUBITAK MAM YITAL 3 μ process.

It can be concluded that low-frequency deviations are due to the finite output conductance, whereas high frequency deviations arise because of the instrict reactive behavior. Hence, dependent on the intended TACO frequency range the designer should optimize carefully the OTA for minimum deviations to the ideal case. For high frequency, the target will be the minimization of the instrict OTA reactive behavior, which can be better achieved by using simplest possible OTA structure. For low frequency, cascoded structures can be used to minimize the OTA output resistance[7,6].

Sensitivity study forms an important index of the performance of any active network. The parameter of interest in the oscillator circuit is the frequency of oscillation. All the proposed topologies enjoy relatively low sensitivity.

In practice OTAs do not operate linearly if their output signal exceeds certain values. If the output voltage of any OTA saturates, we get a clipped wave-form. If the output current saturates, we get saw-tooth wave-form, which is known as the slew-rate-limiting problem. In this study for the proposed OTA-C oscillator network the maximum output signal level is determined using a simple formula not causing clipping and slew-rate-limiting problem. The theoretical result is verified by SPICE simulation results. Furthermore the affect of transconductance nonlinearity of OTA to oscillation condition and oscillation frequency is investigated. It is observed that nonlinear saturation characteristic of OTA behaves as a simple form of amplitude control mechanism.

Although the CA3080 has some imperfections, oscillations have been successfully generated and sustained with frequencies up to 3.6 MHz. For applications, where the dynamic range is not a stringent factor, low-cost noninteractive electronically tunable OTA-C oscillators can be built using the CA3080 bipolar IC OTAs. For applications, where CA3080 is not adequate, better performance can be obtained by using improved CMOS OTA structure. It is worthy to mention that the relatively large amounts of distortion observed at high frequency and amplitude. In addition to any discrepancies between theotrical and experimental results, is attributed to the nonidealities of the OTAs, for example the input and output impedances, frequency dependent transconductance gain of the OTAs that where taken into consideration in the analysis presented in this study[13,14].

From a practical viewpoint, the high frequency performance of bipolar OTAs, such as the CA3080 is quite good. The transconductance gain, g_m , can be varied over several decades by adjusting an external dc bias current I_b . The major limitation of existing OTAs is linearity. For CA3080, it is limited to about $30mV_{pp}$ to maintain reasonable degree of linearity. In order to simulate the proposed oscillator structure the symmetrical OTA with cascoded current mirrors is used. The OTA has been building at TUBITAK MAM with 3μ CMOS process.

Compared to bipolar technology, MOS technology has both advantages and disadvantages in implementing analog functions. MOS transistor inherently display lower transconductance than bipolar devices, leading to higher dc offsets in differential amplifiers. However, the virtually infinite input resistance of the device when used an amplifier and zero offset when used as a switch allow a signal voltage to be stored on a monolithic capacitor and sensed continuously and nondestructively. This result in a precision on-chip analog sample/hold capability that does not exist in bipolar technology. This capability has been widely utilized to enhance the performance of MOS analog circuits, performing functions such as sample-data analog filtering, offset storage and cancellation, precision amplification and precision binary attention[19].

Prior to the mid-1970s, MOS technology was utilized primarily for memory and logic functions and the analog functions that were required in a given system were typically implemented by using bipolar integrated circuits such as operational amplifiers. However, in more recent years, the steady increases in chip complexity brought about by continuing improvements in lithographic resolution have created the economic incentive to implement subsystems containing both analog and digital subcircuit.

At present time, analog integrated circuits are designed and fabricated, in bipolar technology, in MOS technology, and in technology which combine both type of devices in one process. The necessity of combining complex digital functions on the same integrated circuit with analog functions has resulted in an increased use digital of MOS technologies for analog functions such as analog-digital conversion required for interfaces between analog signals and digital systems. However, bipolar technology is now used will continuo to be used in wide range of applications requiring high-current drive capability and the highest levels of precision analog performance.

BÖLÜM 1

GİRİŞ

1.1 Giriş

Osilatörlerin haberleşme sistemlerinde, kontrol sistemlerinde, işaret işlemede ve ölçme sistemlerinde çok geniş kullanım alanı vardır. Gerilim kontrollü sinüsoidal osilatör tasarımı için bugüne kadar işlemsel kuvvetlendirici (OPAMP) ve aktif-RC tabanlı çok sayıda devre önerilmiştir[20]. Fakat bu devreler yüksek frekanslarda yetersiz kalmaktadır. Bununla birlikte sadece geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi (OTA) ve kondansatörler kullanılarak gerçekleştirilen osilatör yapıları yüksek frekanslarda oldukça büyük yarar sağlar. İşlemsel kuvvetlendiricilerden daha geniş bantlı olmaları ve eğiminin kontrol edilebilir olması nedeniyle OTA'lar gittikçe yaygınlaşarak geniş bir kullanım alanı bulmaktadır. OTA-C tabanlı osilatör devrelerinin 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 kullanılabilmesi diğer bir yarar olarak değerlendirilebilir. Bu eğim akımının bir fonksiyonu olduğundan, OTA'nın kuyruk akımının değiştirilmesiyle söz konusu parametre ve bununla da frekansı değiştirme olanağı bulunmaktadır[3,4,10].

Filtre devrelerinden osilatör elde etmeye yönelik literatürde yapılmış çalışmalar vardır. Bu çalışmada Acar, Anday ve Kuntman tarafından önerilen minimum sayıda OTA ve topraklanmış kapasite içeren filtre yapıları kullanılarak yeni osilatör topolojileri elde edilmiştir[1]. Elde edilen yapıların osilasyon koşulunu sağlayabilmesi için devrelere OTA ile gerçekleştirilen negatif ve pozitif direnç ilave edilmiştir[9]. Sonuç olarak OTA-C osilatör tasarımındaki temel amaç olan osilasyon

koşulu ve osilasyon frekansının birbirinden bağımsız olarak minimum elemanla kontrolü başarılmıştır[6,13,14]. Ayrıca bir çok çalışmada göz önüne alınmayan fakat gerçekte var olan baskın OTA idealsizliklerinin osilasyon koşulu ve osilasyon frekansına etkisi Kuntman tarafından önerilen bir makromodel yardımıyla incelenmiştir[2].

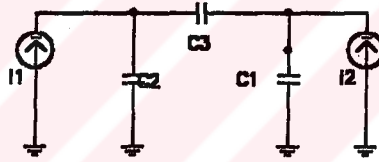


BÖLÜM 2

OTA-C SİNÜSOİDAL OSİLATÖR YAPILARININ TASARIMI

2.1 Osilatör Devresinin Çalışma İlkesi

Sinüsoidal osilatör devresi, sanal eksen üzerinde birbirinin eşleniği iki kutba sahip olup, diğer kutupları kompleks düzlemin sol yarısında olan bir devredir. Bu şartı sağlayacak genel bir sinüsoidal osilatör devresi şekil 2.1 de verilmiştir[5].



Şekil 2.1 Genel ikinci dereceden OTA-C osilatör devresi

Devrenin çalışması ikinci dereceden bir karakteristik denklemin elde edilmesine dayanır. Düğüm analizlerinden elde edilen bu karakteristik denklem (2.1) nolu denklemlerle tanımlanabilir.

$$(s^2 + bs + \Omega_0^2).V_o = 0 \quad (2.1)$$

Burada $b=0$ osilasyon şartıdır, b 'nin pozitif değerlerinde osilasyonun genliği üstel olarak artar, b 'nin negatif değerlerinde osilasyon sönüme gider. Ω_0 ise osilasyon frekansıdır. OTA-C osilatör tasarımında amaç b ve Ω_0 'ı birbirinden bağımsız olarak minimum elemanla kontrol etmektir.

2.2 Osilatör yapılarının filtre yapılarından elde edilmesi

Genel bir biquadratik filtrenin transfer fonksiyonu (2.2) nolu bağıntıyla tanımlanabilir[1].

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{s^2 + b_1 s + b_0} \quad (2.2)$$

Verilen biquadratik filtre transfer fonksiyonundan osilatör karakteristik denklemi iki şekilde elde edilir. Birincisi $V_i(s)=0$ yapılarak (2.3) denklemi elde edilir.

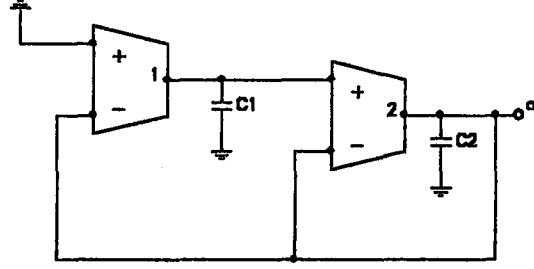
$$(s^2 + b_1 s + b_0) \cdot V_o(s) = 0 \quad (2.3)$$

İkincisi $V_{in}(s)=V_o(s)$ yapılarak (2.4) denklemi elde edilir. Bu iki denklemde (2.1) nolu bağıntıyla tanımlanan ikinci dereceden bir osilatör denklemini sağlayabilir.

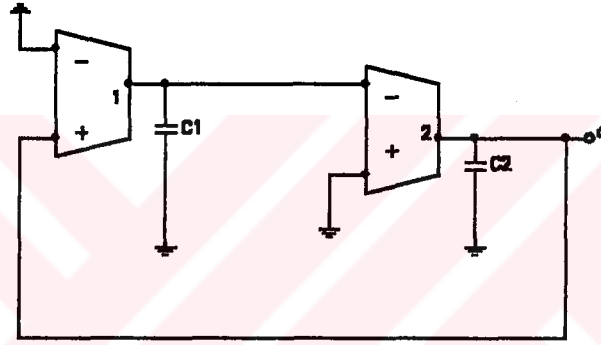
$$\left(s^2 + \left(\frac{b_1 - a_1}{1 - a_2} \right) s + \left(\frac{b_0 - a_0}{1 - a_2} \right) \right) \cdot V_o(s) = 0 \quad (2.4)$$

2.3 Elde Edilen OTA-C Osilatör Yapıları

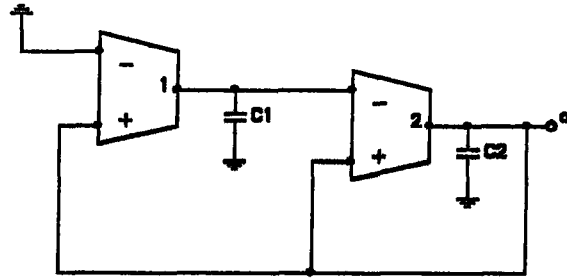
Bu çalışmada Acar, Anday ve Kuntman tarafından önerilen filtre yapıları[1] ile Sinencio, Geiger ve Lozano tarafından önerilen filtre yapıları[7] kullanılarak yukarıda anlatılan yöntemler yardımı ile osilatör topolojileri sistematik bir biçimde elde edilmiştir. Elde edilen topolojiler şekil 2.2 de verilmiştir.



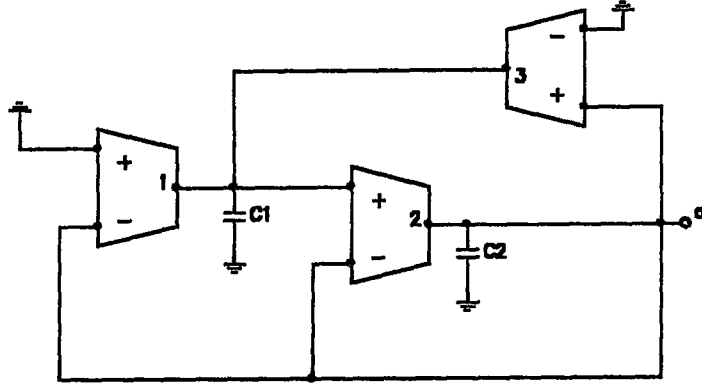
Şekil 2.2-a 2OTA-2C I osilatör devresi



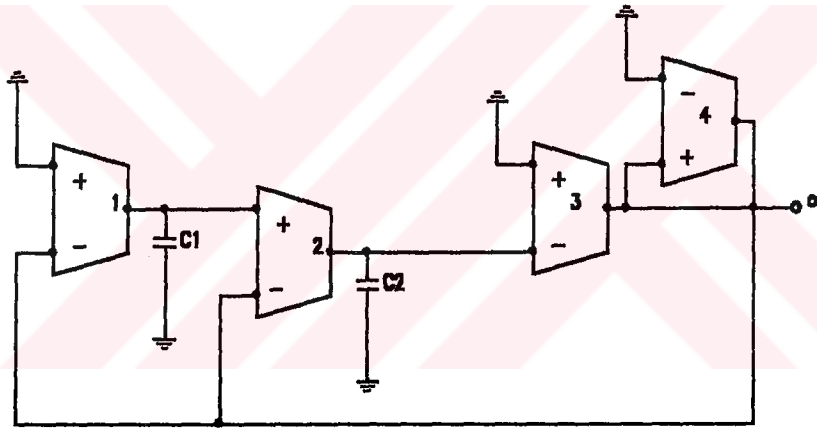
Şekil 2.2-b 2OTA-2C II osilatör devresi



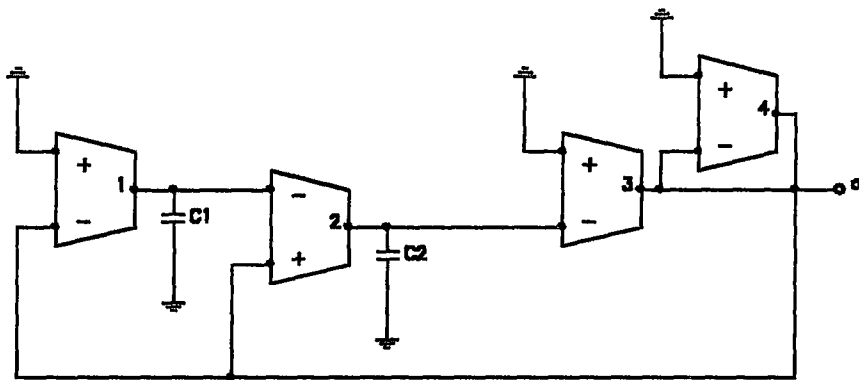
Şekil 2.2-c 2OTA-2C III osilatör devresi



Şekil 2.2-d 3OTA-2C osilatör devresi



Şekil 2.2-e 4OTA-2C I osilatör devresi

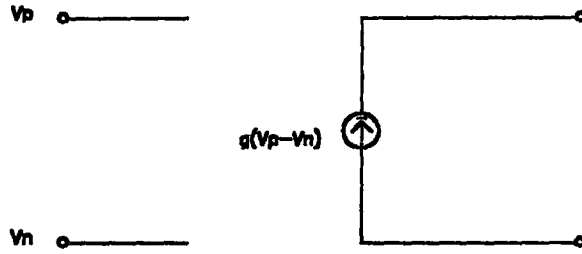


Şekil 2.2-f 4OTA-2C II osilatör devresi

2.4 Osilatör Devrelerinin b ve Ω_0 ' nın Bulunması

İşlemsel geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi OTA, girişleri gerilim çıkışı akım olan bir yapıdır. Bu yapı dolayısıyla gerilim kontrollü akım kaynağı (VCCS) gibi davranmaktadır. OTA'nın ideal eşdeğer devresi şekil 2.3 de tanım bağıntısı ise (2.5) nolu bağıntıda verilmiştir.

$$I_o = g_m(V^+ - V^-) \quad (2.5)$$



Şekil 2.3 İdeal OTA eşdeğer devresi

Şekil 2.2-a da verilen osilatör yapısının osilasyon koşulu ve osilasyon frekansının bulunmasını inceleyelim. OTA'nın tanım bağıntısını kullanarak bu devre için düğüm denklemleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$-g_m V_2 = sC_1 V_1 \quad (2.6)$$

$$g_m (V_1 - V_2) = sC_2 V_2 \quad (2.7)$$

2.6 denkleminde V_1 elde edilip 2.7 denkleminde yerine yazılırsa 2.8 bağıntısındaki karakteristik denklem bulunur.

$$\left(s^2 + \left(\frac{g_{m2}}{C_2} \right) s + \frac{g_m g_{m2}}{C_1 C_2} \right) V_2 = 0 \quad (2.8)$$

Bu denklem 2.1 genel osilatör karakteristik denklemiyle karşılaştırılırsa osilasyon koşulu ve osilasyon frekansı aşağıdaki gibi bulunur.

$$b = \frac{g_{m2}}{C_2} \quad (2.9)$$

$$\Omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 \cdot C_2}} \quad (2.10)$$

Benzzer analizler şekil 2.2 de önerilen diğer devreler için yapılarak sonuçlar tablo 2.1 de verilmiştir.

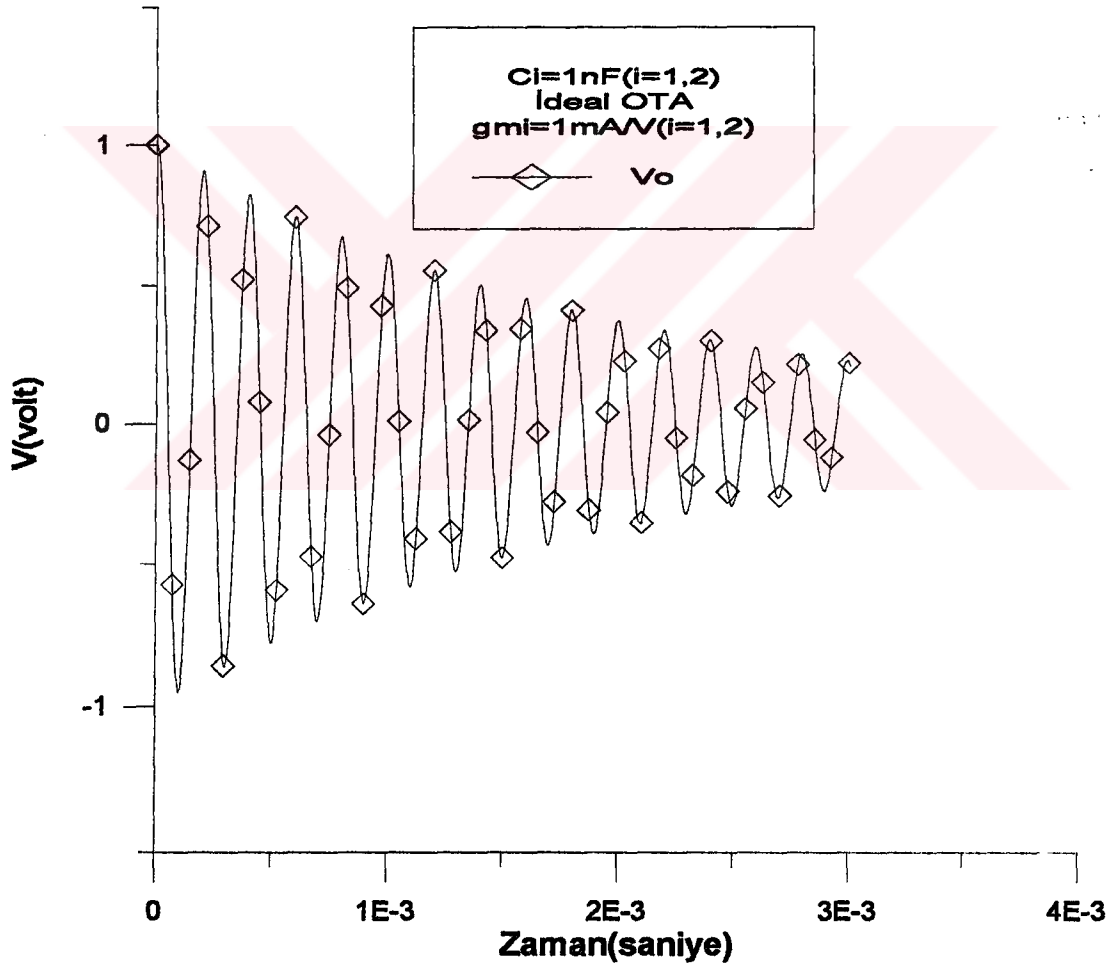
Tablo2.1 şekil-2’de verilen verilen osilasyon şartı ve osilasyon frekansı bağıntıları

Devre	b	Ω_0
2OTA-2C I	$\frac{g_{m2}}{C_2}$	$\sqrt{\frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{C_1 \cdot C_2}}$
2OTA-2C II	0	$\sqrt{\frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{C_1 \cdot C_2}}$
2OTA-2C III	$-\frac{g_{m2}}{C_2}$	$\sqrt{\frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{C_1 \cdot C_2}}$
3OTA-2C	$\frac{g_{m2}}{C_2}$	$\sqrt{\frac{g_{m2} \cdot (g_{m1} - g_{m3})}{C_1 \cdot C_2}}$
4OTA-2C I	$\frac{g_{m2} \cdot g_{m3}}{g_{m4} \cdot C_2}$	$\sqrt{\frac{g_{m1} \cdot g_{m2} \cdot g_{m3}}{g_{m4} \cdot C_1 \cdot C_2}}$
4OTA-2C II	$\frac{g_{m2} \cdot g_{m3}}{g_{m4} \cdot C_2}$	$\sqrt{\frac{g_{m1} \cdot g_{m2} \cdot g_{m3}}{g_{m4} \cdot C_1 \cdot C_2}}$

2.5 Osilatör Yapılarının İdeal OTA Eşdeğer Devresi Kullanılarak SPICE İle Simülasyonu

Şekil 2 de verilen osilatör devreleri ideal OTA eşdeğeri kullanılarak SPICE bilgisayar programı yardımıyla simüle edilmiş ve simülasyon sonuçları şekil 2.4 de verilmiştir.

Simülasyon sonuçları incelenirse, çıkışta elde edilen sinüsoidal işaretin frekansının düşük ve genliğinin zamanla üstel olarak azalarak sönüme gittiği görülür. Bu ise beklenen bir durumdur. Tablo 2.1 incelenirse osilasyon şartı $b=0$ bir devre haricinde sağlanamamakta ve ileride inceleneceği gibi OTA'nın idealsızlık etkilerinin osilasyon şartına getirdiği pozitif ve negatif etkiler kompanze edilememektedir. Ayrıca b 'yi yeterince küçük yapmak için kapasite değerleri büyük g_m 'ler küçük seçildiğinden düşük frekans elde edilmiştir. Bu problemin çözümü bölüm 2'nin konusunu oluşturmaktadır.



Şekil 2.4 2OTA-2C I devresinin SPICE simülasyon sonucu

Diğer devrelerin SPICE analizi yapılırsa $b=0$ yapılamadığından sönümlü osilasyonlar elde edilir. O halde bu devreler bu şekliyle osilatör olarak kullanılamazlar.

BÖLÜM 3

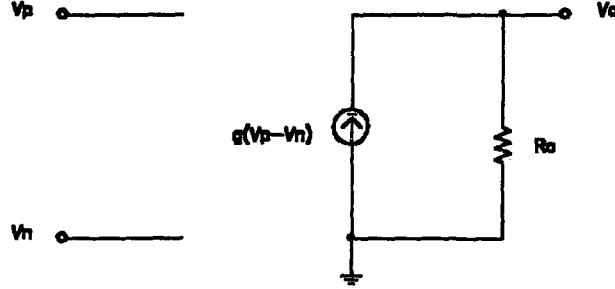
OTA-C OSİLATÖRİNDE İDEALSİZLİK PROBLEMİ

3.1 OTA İdealsizliklerinin Osilatör Yapılarına Etkisi

OTA-C osilatörlerinde kullanılan aktif elaman OTA'nın ideal olmaması durumunda osilatörlerden beklenen özelliklerin tam olarak elde edilemeyeceği açıktır. Buraya kadar yapılan analizlerde OTA'nın ideal bir gerilim kontrollü akım kaynağı gibi davrandığı kabul edilmiştir. Bu tip ideal bir model kullanımı ile elde edilen sonuçların gerçek devrelerle elde edilen sonuçlarla uyuşmayacağı açıktır. Öncelikle ideal bir OTA ile ideal olmayan bir OTA arasındaki farklardan bahsetmek gerekir. İdeal bir OTA için giriş ve çıkış dirençleri sonsuz, band genişliği sonsuz, geçiş iletkenliği eğrisi doğrusal, çıkış akımının ve geriliminin salınabileceği aralık sonsuz olurken pratikte bu değerlere yaklaşılmaya çalışılır[17].

3.2 Çıkış Dirençli OTA Modeli ile Osilatör Yapılarının Analizi

Yukarıda bahsedilen ideal OTA'dan sapmaların osilatör yapılarına etkisini incelemek amacıyla şekil 2.3 de verilen devreye bu sapmaları karakterize edecek şekilde eklemeler yapılabilir. Çıkış direncindeki idealsizliğin etkisini incelemek için şekil 3.1 deki eşdeğer devre kullanılabilir.



Şekil 3.1 Çıkış dirençli OTA modeli

Bu eşdeğer devre kullanılarak bölüm2’de şekil 2.2-a ile verilen osilatör devresi analiz edilirse yeni b ve Ω_0 değerleri aşağıdaki gibidir.

$$b = \frac{g_{m2}}{C_2} + \frac{1}{C_1 r_{o1}} + \frac{1}{C_2 r_{o2}} \quad (3.1)$$

$$\Omega_0 = \sqrt{\left[\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2} + \frac{1}{C_1 C_2} \left(\frac{1}{r_{o1} r_{o2}} + \frac{g_{m2}}{r_{o1}} \right) \right]}$$

Yeni b değerleri incelenirse $b=0$ osilasyon şartını sağlamak mümkün değildir. Bu bahsedilen problemi çözmek için yapılar temel topoloji özelliğini bozmamak için geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi ile gerçekleştirilen negatif ve pozitif direnç ilave edilmiştir.

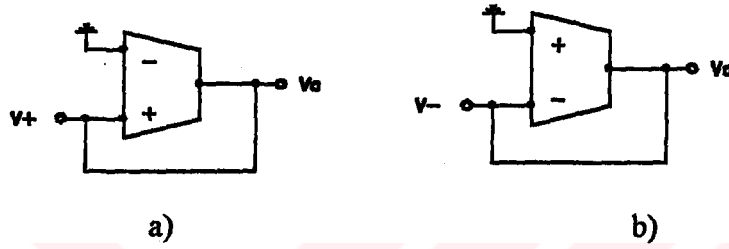
3.3 OTA ile Negatif ve Pozitif Direnç Tasarımı

İşlemsel geçiş iletkenliği ile negatif direnç şekil 3.2-a da gösterildiği gibi OTA’nın pozitif giriş ucunun çıkışa bağlanmasıyla elde edilir. Bu direncin değeri 3.2 nolu bağıntıyla ifade edilebilir [9].

$$R_n = -\frac{1}{g_m} \quad (3.2)$$

Benzer şekilde pozitif direnç, negatif giriş ucunun çıkışa bağlanmasıyla elde edilir. Bu direncin değeri 3.3 nolu bağıntıyla ifade edilebilir. Her iki direncin gerçekleştirilmesi şekil 3.2 de gösterilmiştir.

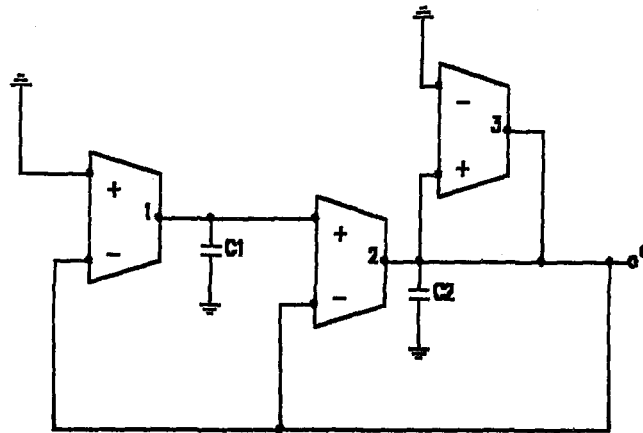
$$R_p = \frac{1}{g_m} \quad (3.3)$$



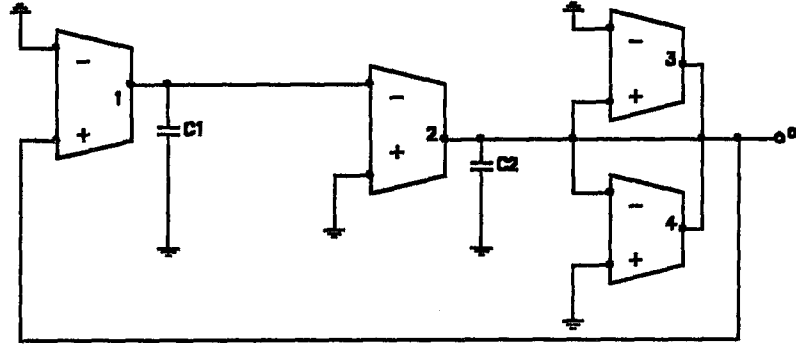
Şekil 3.2 OTA ile negatif ve pozitif direnç tasarımı

3.4 Yeni Osilatör Yapıları

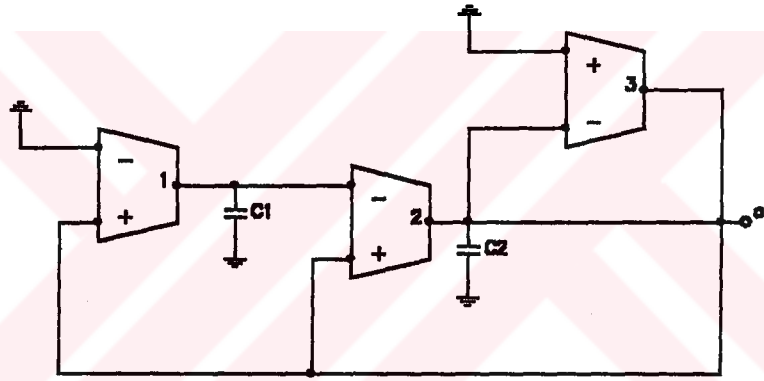
Bölüm 1’de verilen yapılara negatif ve pozitif direnç ilave edilerek elde edilen yapılar şekil 3.3’de verilmiştir.



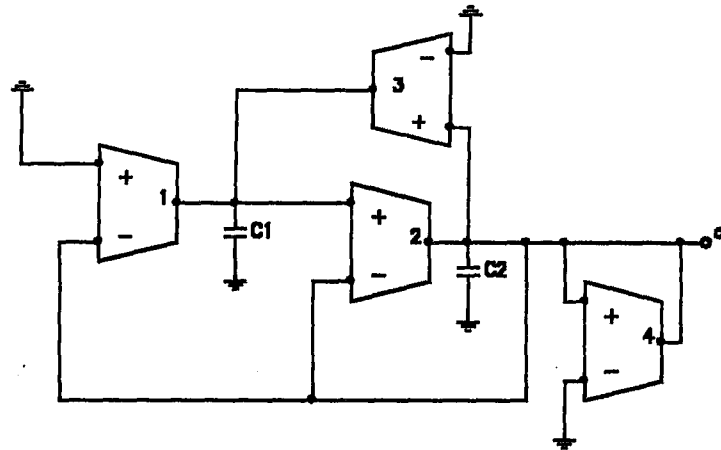
Şekil 3.3-a 3OTA-2C I osilatör devresi



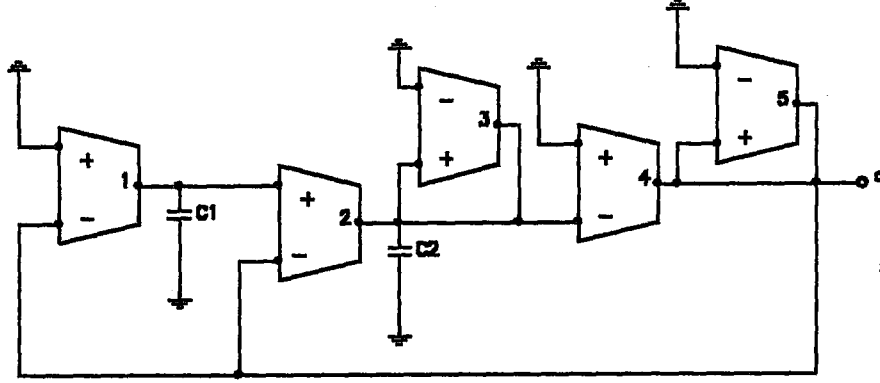
Şekil 3.3-b 4OTA-2C I osilatör devresi



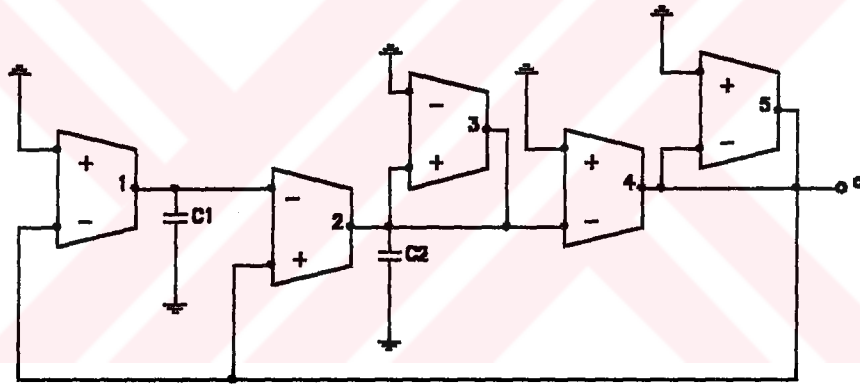
Şekil 3.3-c 3OTA-2C II osilatör devresi



Şekil 3.3-d 4OTA-2C II osilatör devresi



Şekil 3.3-e 5OTA-2C I osilatör devresi



Şekil 3.3-f 5OTA-2C II osilatör devresi

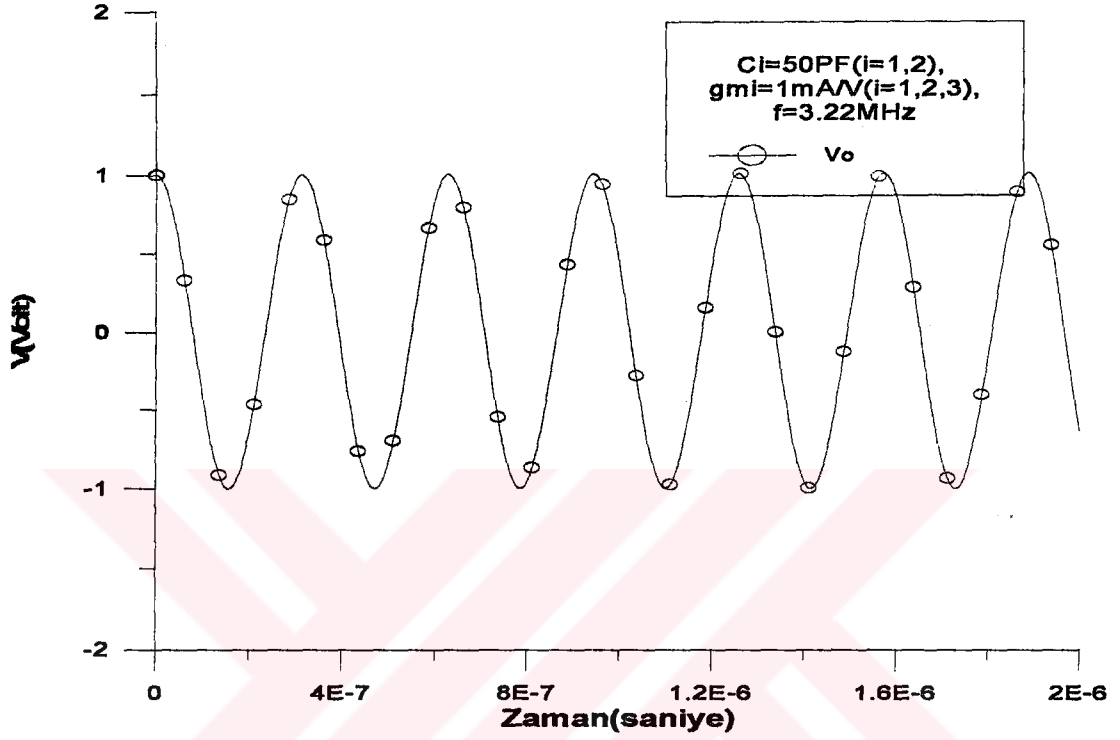
Bölüm 1’de gösterildiği gibi düğüm analizleri yardımıyla ideal OTA eşdeğeri kullanılarak yeni yapıların osilasyon koşulu ve osilasyon frekansı ifadeleri bulunabilir. Bu yeni yapılara ait b ve Ω_0 ifadeleri tablo 3.1’de verilmiştir. Bu devrelerin b değerleri incelendiğinde g_m ’ler eşit seçilerek osilasyon koşulu $b=0$ sağlanabilmekte ve idealsızlık etkilerinin b ’ye getireceği negatif ve pozitif etkiler g_m ’lerden birinin büyük seçilmesiyle kompanse edilebilmektedir.

Tablo 3.1 Yeni osilatör yapılarının ideal OTA eşdeğeri ile elde edilen osilasyon şartı ve osilasyon koşulu ifadeleri

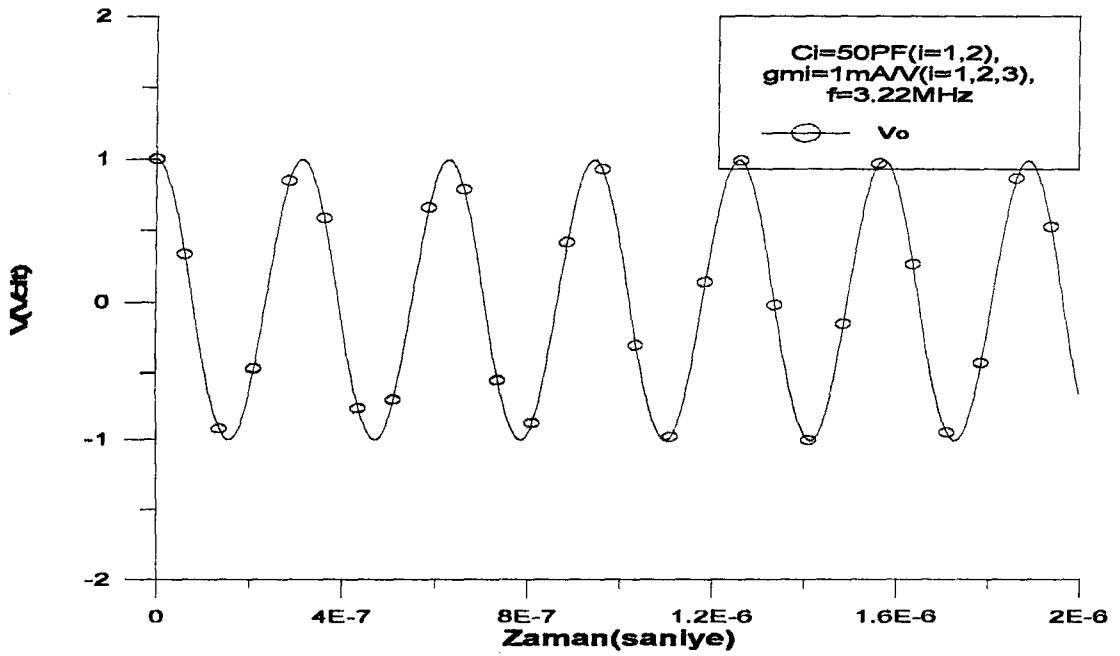
Devre	b	Ω_0
3OTA-2C I	$\frac{g_{m2} - g_{m3}}{C_2}$	$\sqrt{\frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{C_1 \cdot C_2}}$
4OTA-2C I	$\frac{g_{m4} - g_{m3}}{C_2}$	$\sqrt{\frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{C_1 \cdot C_2}}$
3OTA-2C II	$\frac{g_{m3} - g_{m2}}{C_2}$	$\sqrt{\frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{C_1 \cdot C_2}}$
4OTA-2C II	$\frac{g_{m2} - g_{m4}}{C_2}$	$\sqrt{\frac{g_{m2} \cdot (g_{m1} - g_{m3})}{C_1 \cdot C_2}}$
5OTA-2C I	$\frac{\left(\frac{g_{m2} \cdot g_{m4}}{g_{m5}} - g_{m3}\right)}{C_2}$	$\sqrt{\frac{g_{m1} \cdot g_{m2} \cdot g_{m4}}{g_{m5} \cdot C_1 \cdot C_2}}$
5OTA-2C II	$\frac{\left(\frac{g_{m2} \cdot g_{m4}}{g_{m5}} - g_{m3}\right)}{C_2}$	$\sqrt{\frac{g_{m1} \cdot g_{m2} \cdot g_{m4}}{g_{m5} \cdot C_1 \cdot C_2}}$

3.5 Yeni Osilatör Yapılarının İdeal OTA Eşdeğer Devresi Kullanılarak SPICE Programı ile Simülasyonu

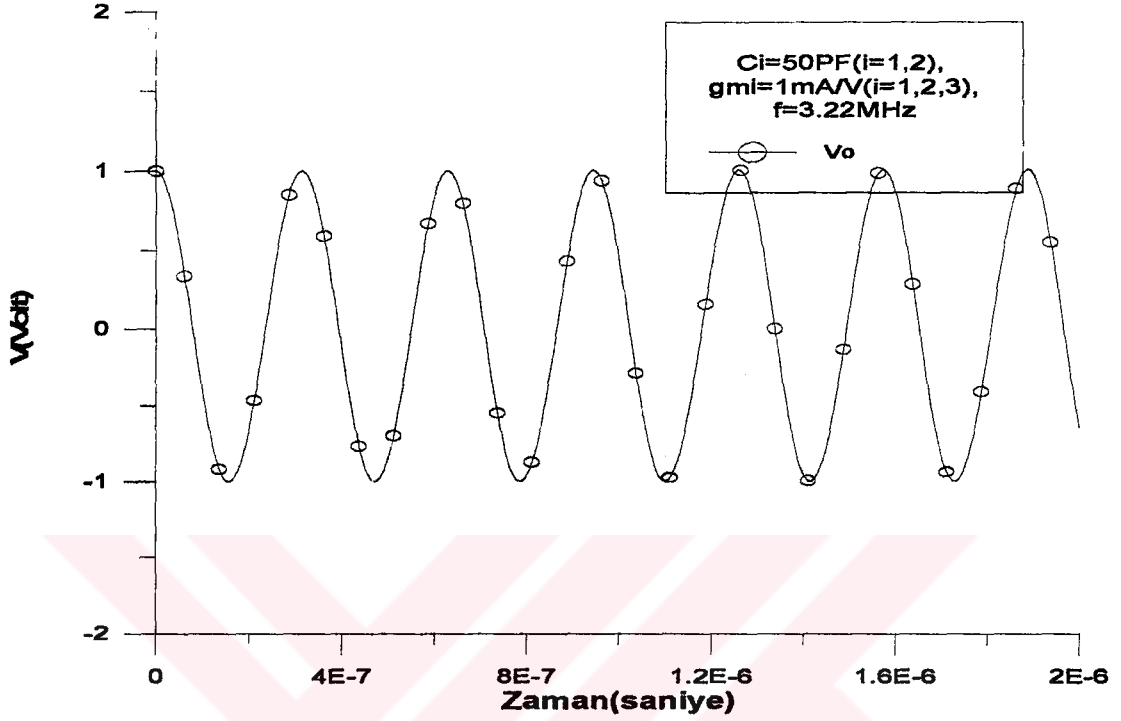
Önerilen osilatör topolojileri şekil 2.3’de verilen ideal OTA eşdeğer devresi kullanılarak SPICE bilgisayar programı yardımıyla simüle edilmiş ve simülasyon sonuçları şekil 3.4’de gösterilmiştir. Simülasyon sonuçlarından görüldüğü gibi önerilen devreler sönümsüz olarak istenilen frekanslarda osilasyon yapabilmektedir. Tüm simülasyon işlemlerinde $C_1=C_2=50\text{nF}$ ve $g_{mi}=1\text{ mA/V}$ ($i=1,2,3,4,5$) alınmıştır.



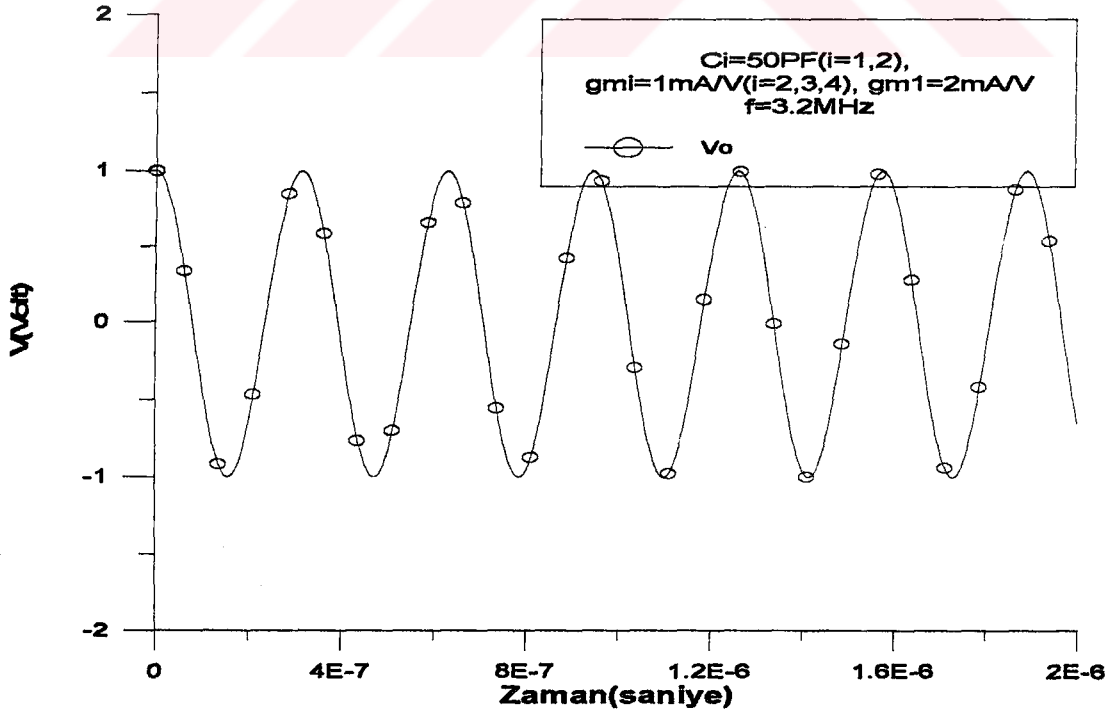
Şekil 3.4-a 3OTA-2C I devresinin ideal OTA ile SPICE simülasyon sonucu



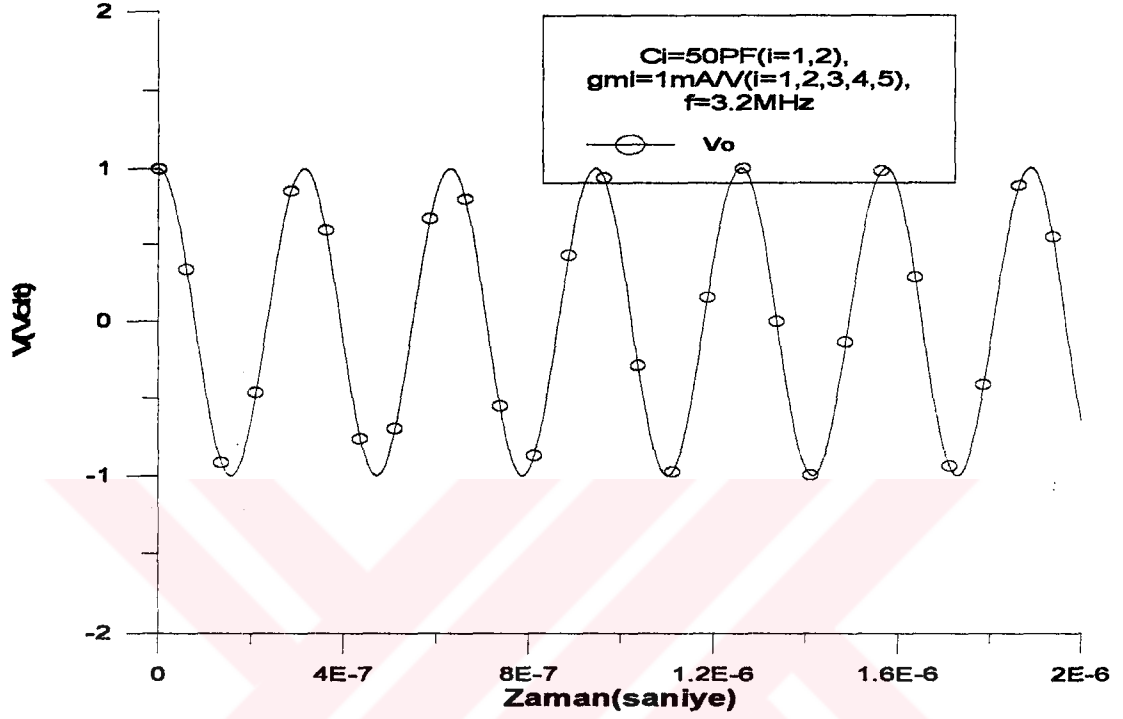
Şekil 3.4-b 4OTA-2C I devresinin ideal OTA ile SPICE simülasyon sonucu



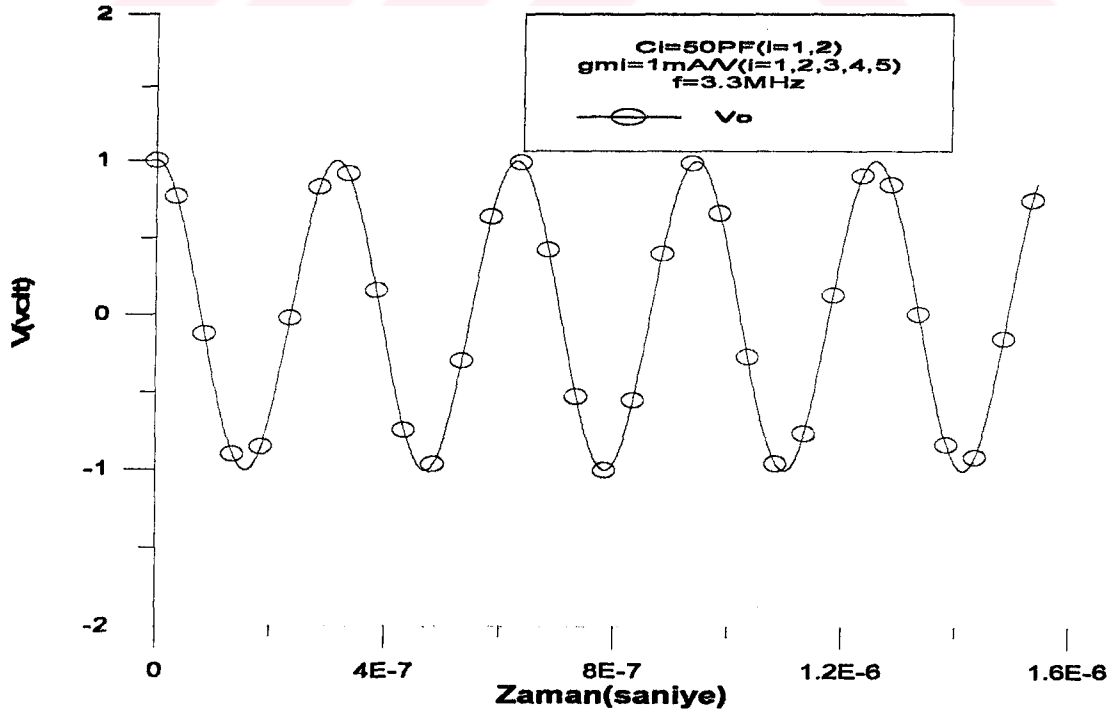
Şekil 3.4-c 3OTA-2C II devresinin ideal OTA ile SPICE simülasyon sonucu



Şekil 3.4-d 4OTA-2C II devresinin ideal OTA ile SPICE simülasyon sonucu



Şekil 3.4-e 5OTA-2C I devresinin ideal OTA ile SPICE simülasyon sonucu



Şekil 3.4-f 5OTA-2C II devresinin ideal OTA ile SPICE simülasyon sonucu

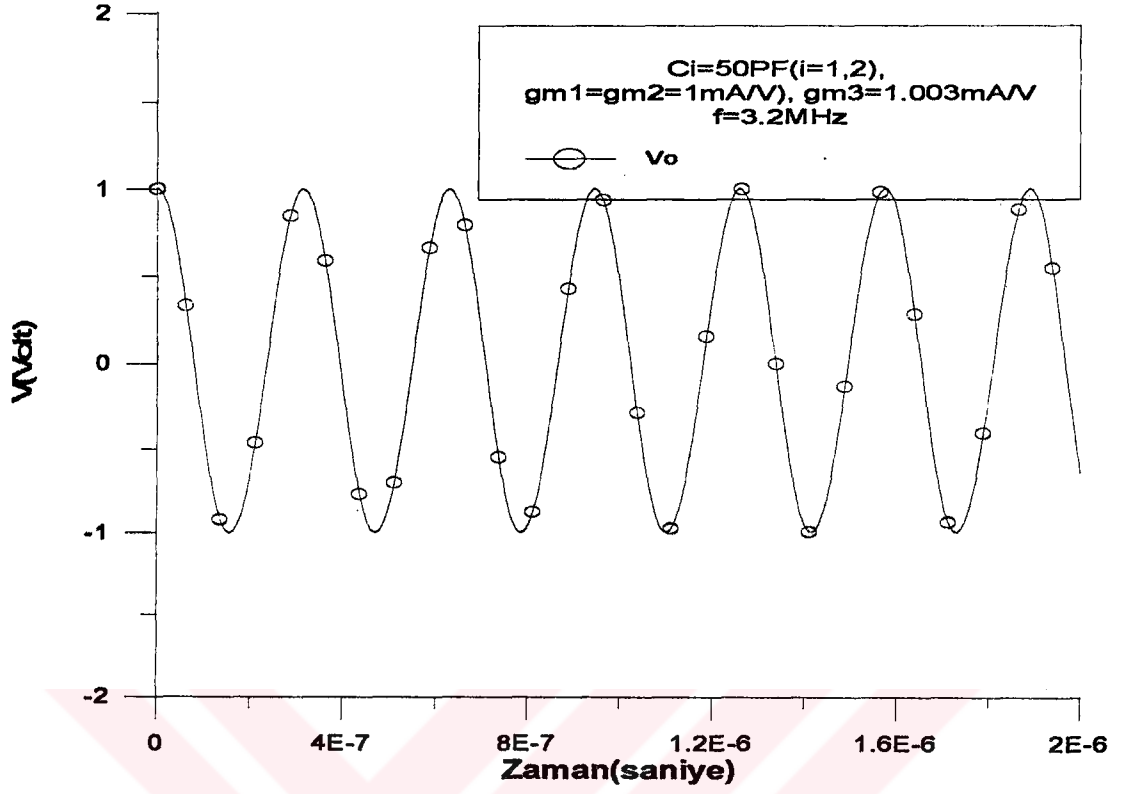
3.6 Yeni Osilatör Yapılarının Çıkış Dirençli OTA Modeli ile Analizi ve Simülasyonu

Şekil 3.1 de verilen çıkış dirençli OTA modeli kullanılarak şekil 3.3-a deki osilatör devresinin düğüm analizinden osilasyon koşulu ve osilasyon frekansı (3.4) nolu bağıntıdaki gibi bulunur.

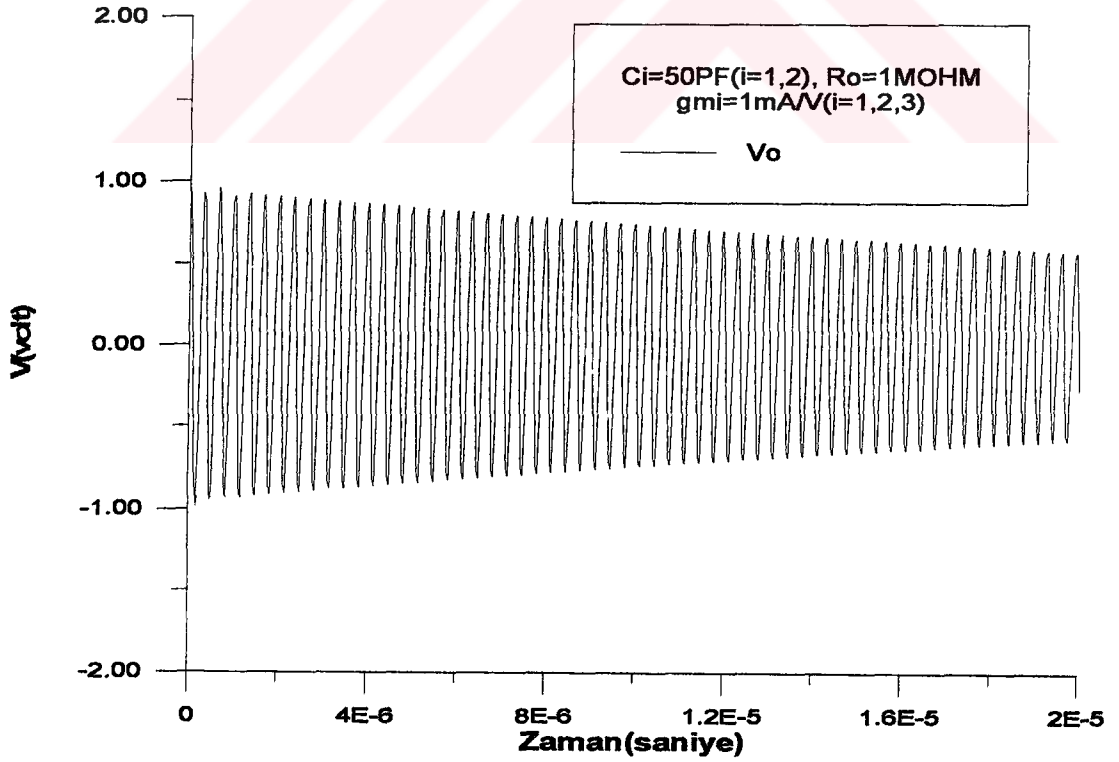
$$b = \left[\frac{g_{m2} - g_{m3}}{C_2} + \frac{1}{C_1 r_{o1}} + \frac{1}{C_2 r_{o2}} + \frac{1}{C_3 r_{o3}} \right] \quad (3.4)$$

$$\Omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2} + \frac{1}{C_1 C_2} \left(\frac{1}{r_{o1} r_{o2}} + \frac{1}{r_{o1} r_{o3}} \right) + \left(\frac{g_{m2} - g_{m3}}{C_1 C_2 r_{o1}} \right)}$$

Bağıntılardan açıkça görüleceği üzere osilasyon şartı $b=0$ 'ın sağlanabilmesi için g_{m2} terimi g_{m3} 'den idealsızlık etkisi kadar büyük seçilmelidir. Ayrıca idealsızlık etkisi osilasyon frekansını nominal değerinden bir miktar kaydırmıştır. Bu osilatör devresinin çıkış dirençli OTA modeli yardımıyla SPICE programı ile simülasyonundan şekil 3.5'deki sonuç elde edilmiştir. Şekil 3.5'den görüleceği gibi osilasyonun sönümsüz olması için g_{m3} nominal değerinden çıkış direncinin osilasyon şartına getirdiği etki kadar artırılmıştır.



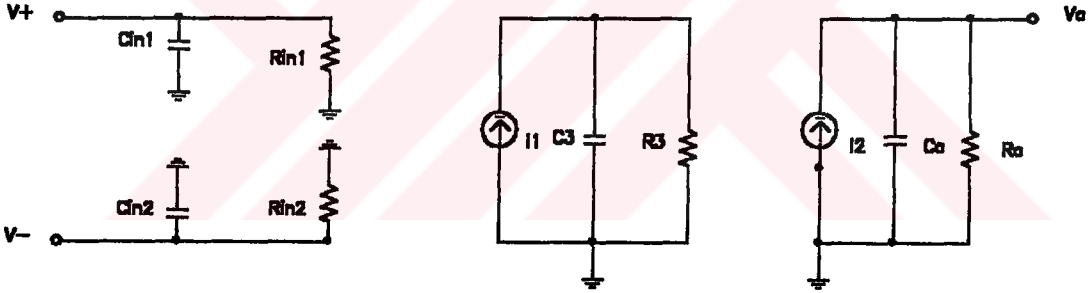
Şekil 3.5-a 3OTA-2C I devresinin çıkış dirençli OTA ile SPICE simülasyon sonucu



Şekil 3.5-b 3OTA-2C I devresinin çıkış dirençli OTA modeli ile SPICE simülasyon sonucu (g_m ler eşit)

3.7 OTA Makromodeli Yardımı ile Önerilen Osilatör Yapılarının Analizi

İşlemsel geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi(OTA), girişleri gerilim, çıkışı akım olan bir yapıdır. Bu yapı dolayısıyla gerilim kontrollü akım kaynağı (VCCS) gibi davranmaktadır. İdeal OTA için çıkış direnci sonsuz, çıkış akımının salınabileceği aralık sonsuz, band genişliği sonsuz, eğimin değiştirilebileceği aralık sonsuz olurken, pratikte bu değerlere yaklaşılmaya çalışılır. OTA idealsizliklerinin osilatör yapılarına etkisini inceleyebilmek için ideal OTA'dan sapmaları karakterize edecek şekilde ideal OTA eşdeğerine ilaveler yapılabilir. Örneğin çıkış direncinin etkisini inceleyebilmek için devrenin çıkış düğümüne bir direnç, sınırlı band genişliğini incelemek için devreye kutup oluşturacak bir hücre ilave edilebilir. Burada yapılan analizlerde Kuntman tarafından önerilen ve şekil 3.6'da verilen makromodel kullanılmıştır[2].



Şekil 3.6 OTA makromodeli

Burada R_o , çıkış direnci C_o , çıkış kapasitesi R_{in1}, R_{in2} , giriş direnci C_{in1}, C_{in2} , giriş kapasitesi olmaktadır. OTA'ların eğimi

$$\omega_p = \frac{1}{R_3 C_3} \quad \text{olmak üzere}$$

$$g_m(s) = \frac{g_m}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \quad (3.5)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Devrelerin analizi esnasında $C_1=C_2=C$, $G_i=G_o$ ($i=1,2,3,4,5$) $\omega_i=\omega_p$ ($i=1,2,3,4,5$) alınmıştır. C_{in1}, C_{in2}, C_o kapasiteleri C_1 ve C_2 'ye paralel geldiğinden C 'nin içinde kabul edilmiştir. Aynı şekilde R_{in1}, R_{in2} , giriş dirençleri R_o 'ya

paralel geldiğinden onun içinde kabul edilmiştir. Burada şekil 2.2-a'da verilen osilatör devresi için OTA makromodeli kullanılarak düğüm analizleri yapılarak b ve Ω_o ifadeleri bulunmuştur. Benzer analizler diğer devreler için yapılarak sonuçlar tablo 3.2'de verilmiştir.

$$-\frac{g_{m1}}{1 + \frac{s}{\omega_p}} V_2 = \left(sC + \frac{1}{r_{o1}} \right) V_1 \quad (3.6)$$

$$\frac{g_{m2}}{1 + \frac{s}{\omega_p}} (V_1 - V_2) + \frac{g_{m3}}{1 + \frac{s}{\omega_p}} V_2 = \left(sC + \frac{1}{r_{o2}} + \frac{1}{r_{o3}} \right) V_2 \quad (3.7)$$

3.6 denkleminde V_1 bulunup 3.7'de yerine yazılırsa osilatör karakteristik denklemi 3.8'deki gibi bulunur.

$$\begin{aligned} (Ps^4 + Qs^3 + Rs^2 + Ss + T)V_2 &= 0 \\ P &= \frac{C^2}{\omega_p^2} \\ Q &= \frac{3CG_o}{\omega_p^2} + \frac{2C^2}{\omega_p^2} \\ R &= C^2 + \frac{g_{m2} - g_{m3}}{\omega_p} C + \frac{6CG_o}{\omega_p} + \frac{2G_o^2}{\omega_p^2} \\ S &= (g_{m2} - g_{m3})C + G_o \frac{(g_{m2} - g_{m3})}{\omega_p} + \frac{4G_o}{\omega_p} + 3G_o C \\ T &= g_{m1}g_{m2} + G_o(g_{m2} - g_{m3}) + 2G_o^2 \end{aligned} \quad (3.8)$$

Yukarıda verilen dördüncü dereceden denklemin osilatör olarak çalışabilmesi için sanal eksen üzerinde birbirinin eşleniği olan iki kökünün olması ve diğer köklerinin sol yarı düzlemde olması gerekir. Routh-Hurwitz kriteriyle bu polinom incelenirse, osilasyon koşulu ve osilasyon frekansı aşağıdaki gibi çıkar.

$$S(QR - PS) = Q^2 T$$

$$\Omega_0' = \sqrt{\frac{TQ}{QR - PS}} \quad (3.9)$$

Burada, P ve Q çok küçük sayılar olduğundan ve g_m ' ler ayarlanarak $S=0$ yapılabildiğinden osilasyon şartı ve osilasyon frekansı ifadeleri Tablo 3.1 deki gibi verilebilir. Kararlı osilasyonlar elde etmek için genlik kontrol mekanizması kullanılmalıdır.

Tablo 3.1 OTA makromodeli ile yapılan analizlerden elde edilen b ve Ω_0 ifadeleri

	b	Ω_0
3OTA -2C I	$b = \frac{(g_{m2} - g_{m3})C + \left(\frac{g_{m2} - g_{m3}}{\omega_p}\right)Go + \frac{4G_o^2}{\omega_p} + 3G_oC}{C^2 + \left(\frac{g_{m2} - g_{m3}}{\omega_p}\right)C + \frac{2G_o^2}{\omega_p^2} + \frac{6G_oC}{\omega_p}}$	$\Omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2} + (g_{m2} - g_{m3})G_o + 2G_o^2}{C^2 + \left(\frac{g_{m2} - g_{m3}}{\omega_p}\right)C + \frac{2G_o^2}{\omega_p^2} + \frac{6G_oC}{\omega_p}}}$
4OTA -2C I	$b = \frac{(g_{m4} - g_{m3})C + \left(\frac{g_{m4} - g_{m3}}{\omega_p}\right)Go + \frac{6G_o^2}{\omega_p} + 4G_oC}{C^2 + \left(\frac{g_{m4} - g_{m3}}{\omega_p}\right)C + \frac{3G_o^2}{\omega_p^2} + \frac{8G_oC}{\omega_p}}$	$\Omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2} + (g_{m4} - g_{m3})G_o + 3G_o^2}{C^2 + \left(\frac{g_{m4} - g_{m3}}{\omega_p}\right)C + \frac{3G_o^2}{\omega_p^2} + \frac{8G_oC}{\omega_p}}}$
3OTA -2C II	$b = \frac{(g_{m3} - g_{m2})C + \left(\frac{g_{m3} - g_{m2}}{\omega_p}\right)Go + \frac{4G_o^2}{\omega_p} + 3G_oC}{C^2 + \left(\frac{g_{m3} - g_{m2}}{\omega_p}\right)C + \frac{2G_o^2}{\omega_p^2} + \frac{6G_oC}{\omega_p}}$	$\Omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2} + (g_{m3} - g_{m2})G_o + 2G_o^2}{C^2 + \left(\frac{g_{m3} - g_{m2}}{\omega_p}\right)C + \frac{2G_o^2}{\omega_p^2} + \frac{6G_oC}{\omega_p}}}$
4TA- 2C II	$b = \frac{(g_{m2} - g_{m4})C + \left(\frac{g_{m2} - g_{m4}}{\omega_p}\right)2Go + \frac{8G_o^2}{\omega_p} + 4G_oC}{C^2 + \left(\frac{g_{m2} - g_{m4}}{\omega_p}\right)C + \frac{4G_o^2}{\omega_p^2} + \frac{8G_oC}{\omega_p}}$	$\Omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m2}(g_{m1} - g_{m3}) + (g_{m2} - g_{m4})2G_o + 4G_o^2}{C^2 + \left(\frac{g_{m2} - g_{m4}}{\omega_p}\right)C + \frac{4G_o^2}{\omega_p^2} + \frac{8G_oC}{\omega_p}}}$
5OTA -2C I	$b = \frac{\left(\frac{g_{m2}g_{m4}}{g_{m3} - 2G_o} - g_{m3}\right)C + \left(\frac{g_{m2}g_{m4}}{g_{m3} - 2G_o} - g_{m3}\right)\frac{Go}{\omega_p} + \frac{4G_o^2}{\omega_p} + 3G_oC}{C^2 + \left(\frac{g_{m2}g_{m4}}{g_{m3} - 2G_o} - g_{m3}\right)\frac{C}{\omega_p} + \frac{2G_o^2}{\omega_p^2} + \frac{6G_oC}{\omega_p}}$	$\Omega_0 = \sqrt{\frac{\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m4}}{g_{m3} - 2G_o} + \left(\frac{g_{m2}g_{m4}}{g_{m3} - 2G_o} - g_{m3}\right)G_o + 2G_o^2}{C^2 + \left(\frac{g_{m2}g_{m4}}{g_{m3} - 2G_o} - g_{m3}\right)\frac{C}{\omega_p} + \frac{2G_o^2}{\omega_p^2} + \frac{6G_oC}{\omega_p}}}$
5OTA -2C II	$b = \frac{\left(\frac{g_{m2}g_{m4}}{g_{m3} - 2G_o} - g_{m3}\right)C + \left(\frac{g_{m2}g_{m4}}{g_{m3} - 2G_o} - g_{m3}\right)\frac{Go}{\omega_p} + \frac{4G_o^2}{\omega_p} + 3G_oC}{C^2 + \left(\frac{g_{m2}g_{m4}}{g_{m3} - 2G_o} - g_{m3}\right)\frac{C}{\omega_p} + \frac{2G_o^2}{\omega_p^2} + \frac{6G_oC}{\omega_p}}$	$\Omega_0 = \sqrt{\frac{\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m4}}{g_{m3} - 2G_o} + \left(\frac{g_{m2}g_{m4}}{g_{m3} - 2G_o} - g_{m3}\right)G_o + 2G_o^2}{C^2 + \left(\frac{g_{m2}g_{m4}}{g_{m3} - 2G_o} - g_{m3}\right)\frac{C}{\omega_p} + \frac{2G_o^2}{\omega_p^2} + \frac{6G_oC}{\omega_p}}}$

BÖLÜM 4

OSİLATÖR YAPILARININ DUYARLIK ANALİZLERİ

4.1 Duyarlık Analizinin Gerekliiği

Bir elektronik devre pasif ve aktif elemanlardan oluşur. Pasif elemanlar direnç, kondansatör, bobin gibi elemanlardır. Aktif elemanlar ise bağımlı kaynaklar, işlemsel kuvvetlendiriciler, negatif çevirici, aktif jirator türünden elemanlardır. Aktif eleman devrede kullanıldığında belirli bir çalışma noktasına getirilmesi gereklidir. Devre elemanları, elemanlara ilişkin tanım bağıntılarındaki parametrelerle belirlenir. Bu parametreler, genel olarak devre parametreleri diye bilinmektedir. Örneğin bir devre direnç, kondansatör, ve gerilimle yönetilen gerilim kaynaklarından oluşmuşsa; dirençlerin değerleri, kaodansatörlerin kapasiteleri, gerilimle yönetilen gerilim kaynaklarının kazançları o devreye ilişkin devre parametrelerini oluşturur[18].

Bir devreye ilişkin devre parametreleri, devrenin gerçekleştirilmesindeki amaca uygun olarak, analiz veya sentez yöntemleri ile belirlenir. Devre parametrelerinde bir değişme olması amaca uygun düşmez. Oysa sıcaklık, nem, yaşlanma gibi çevre koşullarının elemanların üretilmesinde kullanılan malzemelere etki etmesi, devre elemanlarının üretiminde ortaya çıkan üretim yanlıgıları gibi nedenlerle devre parametrelerinde önüne geçilemeyen değişmeler olur. Bu değişmeler devreyi belirleyen büyüklüklere etkide bulunur. Başka bir deyişle, devre parametrelerindeki değişmeler devre fonksiyonlarında, devre fonksiyonlarının sırasıyla genliğinde fazında kutup ve sıfırlarında, pay ve payda fonksiyonlarının katsayılarında değişmelere yol açar. Öte yandan bir devrenin kendisinden beklenen davranışı gösterebilmesi için, devreyi belirleyen büyüklükteki değişmelerin belirli sınırlar içinde kalması gereklidir.

Örneğin devre bir filtre devresi ise frekans karakteristiğindeki değişimler, devre bir osilatör devresi ise osilasyon frekansındaki değişimler belirli sınırlar içinde kalmak zorundadır. Devreyi belirleyen büyüklüklerdeki değişimlerin belirli sınırlar içinde kalıp kalmadığını anlamak için bu değişimlerin bulunması gereklidir.

4.2 Duyarlık Çeşitleri

Bir devre parametresinde meydana gelen küçük değişimlerin devreyi belirleyen büyüklükte meydana getireceği değişimleri sistemli bir biçimde bulmak amacıyla bir parametrelili duyarlık fonksiyonu kullanılır. Birden çok devre parametresinde aynı anda meydana gelen küçük değişimlerin devreyi belirleyen bir büyüklükte meydana getireceği değişimleri bulmak amacıyla çok parametrelili duyarlık fonksiyonu tanımlanmıştır.

Bir devre parametresi x ile devreyi belirleyen büyüklük $y=y(x)$ ile gösterilsin x 'te meydana gelen küçük bir Δx değişmesi nedeniyle y 'de meydana gelen değişmeyi bulmak amacıyla S_x^y ile gösterilen bir parametrelili duyarlık fonksiyonu dört ayrı biçimde tanımlanır.

a) Normalleştirilmiş duyarlık

$$S_x^y = \frac{x}{y} \frac{\partial y}{\partial x} \quad (4.1)$$

$$\frac{\Delta y}{y} = S_x^y \frac{\Delta x}{x} \quad (4.2)$$

b) y 'ye göre yarı normalleştirilmiş duyarlık

$$S_x^y = x \frac{\partial y}{\partial x} \quad (4.3)$$

$$\Delta y = S_x^y \frac{\Delta x}{x} \quad (4.4)$$

c) x'e göre yarı normalleştirilmiş duyarlık

$$S_x^y = \frac{1}{x} \frac{\partial y}{\partial x} \quad (4.5)$$

$$\frac{\Delta y}{y} = S_x^y \Delta x \quad (4.6)$$

d) Normalleştirilmemiş duyarlık

$$S_x^y = \frac{\partial y}{\partial x} \quad (4.7)$$

$$\Delta y = S_x^y \Delta x \quad (4.8)$$

4.3 Önerilen Osilatör Devrelerinin Duyarlık Analizleri

Yukarıda tanımlanan duyarlıklardan hangisinin kullanılmasının yararlı olduğu devreyi belirleyen büyüklüğün ve devre parametresinin türüne bağlıdır. Şekil 3.1-a verilen devrenin ideal OTA eşdeğeri kullanılarak elde edilen osilasyon koşulu ve osilasyon frekansı aşağıdaki gibidir. Burada osilasyon koşulu $b=0$ olduğundan osilasyon frekansının devre parametrelerine duyarlığı normalleştirilmiş ifade kullanılarak araştırılırsa,

$$\Omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{C_1 \cdot C_2}} \quad (4.9)$$

$S_{g_{m1}}^{\Omega_0} = \frac{1}{2}$, $S_{g_{m2}}^{\Omega_0} = \frac{1}{2}$, $S_{C_1}^{\Omega_0} = -\frac{1}{2}$, $S_{C_2}^{\Omega_0} = -\frac{1}{2}$ bulunur. Duyarlık bağıntılarından görüleceği üzere osilasyon frekansının parametrelere göre duyarlıkları küçük ve

parametrelerden bağımsızdır ayrıca bu duyarlıkların toplamı sıfırdır bu ise devrenin Newels toplam duyarlık ölçüm kriterine uyduğunu gösterir.

OTA idealsizliklerinin etkisini görmek amacıyla, çıkış direçli OTA modeli ile elde edilen osilasyon şartı ve osilasyon frekansı bağıntılarını göz önüne alalım:

$$b = \frac{g_{m2} - g_{m3} + 2G_o}{C_2} \quad (4.10)$$

$$\Omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1} \cdot g_{m2} + (g_{m2} - g_{m3})G_o + 2G_o^2}{C_1 \cdot C_2}} \quad (4.11)$$

b ifadesinin çıkış direnciyle nasıl değiştiğini incelemek için 4.3 bağıntısını, kullanırsak aşağıdaki duyarlık ifadeleri bulunur.

$$S_{G_o}^b = \frac{2}{C} \quad (4.12)$$

$$S_{G_o}^{\Omega_0} = \frac{2G_o}{g_{m1}g_{m2} + 2G_o} \quad (4.13)$$

Benzer şekilde sadece band genişliğindeki sınırlamayı dikkate alırsak yeni b ve Ω_0 ifadeleri aşağıdaki bağıntıdaki gibi olur. Bu bağıntılardan şu sonuçları çıkarabiliriz; b'nin çıkış direncine duyarlığı çıkış direnciyle ters orantılıdır ve g_m küçük değerlerinde osilasyon frekansının çıkış direncine duyarlığı artmaktadır.

$$b = \frac{(g_{m2} - g_{m3})}{C^2 + C \left(\frac{g_{m2} - g_{m3}}{\omega_p} \right)} \quad (4.14)$$

$$\Omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2}}{C^2 + C \left(\frac{g_{m2} - g_{m3}}{\omega_p} \right)}} \quad (4.15)$$

Ω_0 ifadesinin çıkış direnciyle nasıl değiştiğini incelemek için 4.1 bağıntısını kullanırsak aşağıdaki duyarlılık ifadeleri $g_{m2}=g_{m3}$ olduğundan $S_{\omega_p}^{\Omega_0} = 0$, $S_{\omega_p}^b = 0$ olarak bulunur.

BÖLÜM 5

OSİLATÖR YAPILARININ SPICE İLE SİMÜLASYONU

5.1 OTA-C Osilatör Tasarımına Uygun OTA Yapılarının Araştırılması

OTA-C osilatör devreleri gerçekleştirirken OTA'ların ideal olmaması nedeniyle bu tür devreler beklenenden farklı davranışlar gösterirler. İdeal OTA yapısını mümkün olduğu kadar elde etmek yaklaşımı ise tatmin edici sonucu vermemektedir, zira OTA özelliklerinden birini ideale yaklaştırırken diğeri idealden uzaklaşabilmektedir. Bu yüzden tasarımcı osilatör yapılarında kullanacağı OTA yapısını seçerken aşağıda belirtilen kriterlere dikkat etmelidir. Çıkış direncinin idealsizlik etkisinin baskın olduğu bölgelerde çalışıyorsa çıkış direnci diğer yapılardan yüksek olan kaskod akım aynalı simetrik OTA yapısını kullanmalı, OTA'nın reaktif davranışının idealsizlik etkilerinin baskın olduğu bölgelerde çalışıyorsa daha basit OTA yapılarını kullanmalıdır. Ayrıca yüksek genlikli osilasyonlar isteniyorsa çıkış akımının ve geriliminin lineerlik sınırları geniş olmalıdır.

CMOS simetrik OTA'yı göz önüne alacak olursak geçişi iletkenliği aşağıdaki gibi ifade edilir

$$g_m = B \sqrt{2 K_n I_A \left(\frac{W}{L} \right)} \quad (5.1)$$

Burada B çarpma faktörü, I_A kutuplama akımı, $(W/L)_1$ MOS tranzistörünün geometrisi, K_n proses parametresidir. Bağıntıdan görüleceği gibi aynı eğimi sağlayan çok sayıda B, I_A , $(W/L)_1$ kombinasyonu vardır. Devrenin çıkış direnci ve maksimum çıkış akımı,

$$R_o = \frac{1}{(\lambda_n + \lambda_p) B I_A} \quad (5.2)$$

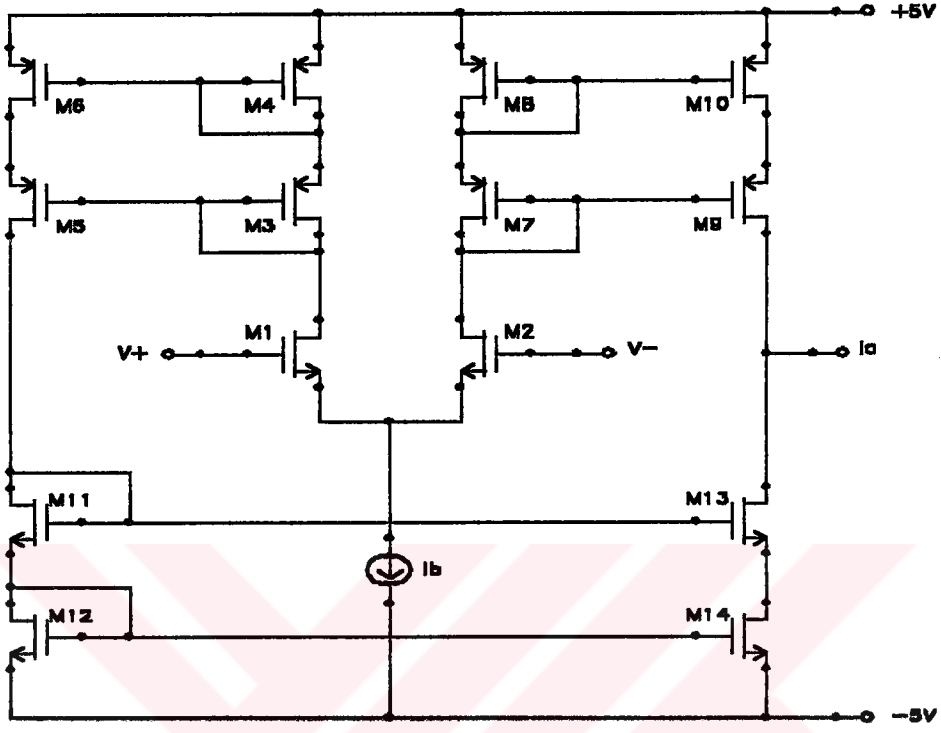
$$I_{Omax} = -I_{Omin} = B I_A \quad (5.3)$$

biçiminde ifade edilir. B çarpma faktörü arttıkça çıkış direnci azalmakta fakat çıkış akımının sınırları yükselmektedir. Yukarıdaki kriterler ışığında tasarımcı kendisine uygun optimum seçimi yapmalıdır.

Bundan önceki bölümde osilatör yapıları bir eşdeğer modeller yardımıyla incelenmiş ve simüle edilmişti. Bu bölümde ise CMOS analog yapı blokları ile tasarlanmış kaskod akım aynalı simetrik OTA yapısı kullanılarak simülasyonlar ve analizler yapılacaktır. Burada yapılan simülasyonlarda aşağıda parametreleri verilen kaskod akım aynalı simetrik OTA kullanılmasının nedenlerinden biri de bu OTA'nın TÜBİTAK MAM'da gerçekleştirilme aşamasında olmasındandır.

5.2 Kaskod Akım Aynalı Simetrik OTA

Kaskod akım aynaları ile kurulmuş olan simetrik OTA yapısı şekil 5.1 de gösterilmiştir. Devrenin çıkış direnci ve çıkış kapasitesi hariç diğer özellikleri(eğim, kırılma sınırları v.b.) düz akım aynalı simetrik OTA yapısı ile aynıdır. Bu bağıntılar aşağıda sırasıyla verilmiştir.



Şekil 5.1 Kaskod akım aynalı simetrik OTA

$$B = \frac{(W/L)_6}{(W/L)_4} \quad (5.4)$$

$$\Delta V_i = \sqrt{\frac{2I_A}{K_n(W/L)_1}} \quad (5.5)$$

$$I_{Omax} = -I_{Omin} = BI_A \quad (5.6)$$

$$g_m = B \sqrt{2K_n I_A \left(\frac{W}{L} \right)_1} \quad (5.7)$$

$$K_v = g_m r_o \quad (5.8)$$

Burada B, çarpma faktörü, I_A kutuplama akımı, K_n proses parametresi, g_m geçiş iletkenliği, W tranzistörün kanal genişliği, L minumum kanal boyudur. Düz akım aynası yerine kaskod akım aynası kullanılırsa çıkış direnci $(1+g_m r_o)$ kadar artar. Bu yüzden kaskod akım aynalı OTA'nın çıkış direnci aşağıdaki gibidir.

$$R_o = \frac{r_{o9}(1 + g_{m9}r_{o10})r_{o13}(1 + g_{m13}r_{o14})}{r_{o9}(1 + g_{m9}r_{o10}) + r_{o13}(1 + g_{m13}r_{o14})} \quad (5.9)$$

$$r_{o9} = \frac{2}{B\lambda_p I_A}, \quad r_{o10} = \frac{2}{B\lambda_p I_A}, \quad r_{o13} = \frac{2}{B\lambda_n I_A}, \quad r_{o14} = \frac{2}{B\lambda_n I_A} \quad (5.10)$$

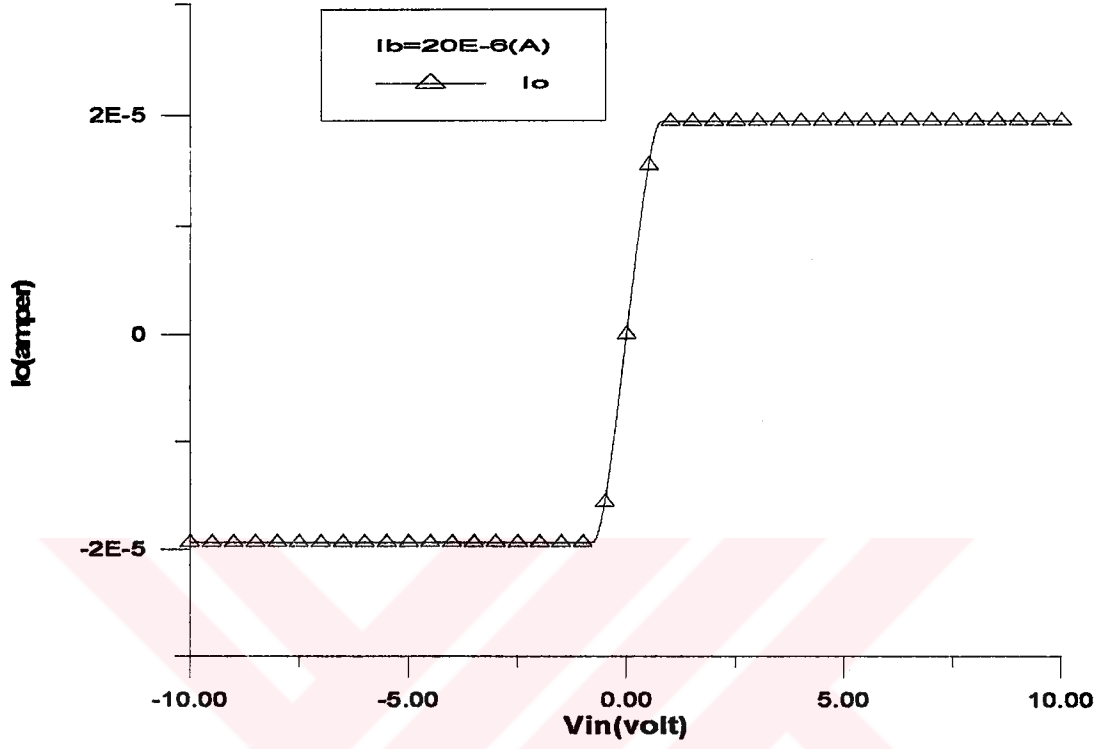
Kaskod akım aynalı simetrik OTA'ya ait g_m -frekans, K_v -frekans, çıkış akımının ve çıkış geriliminin doyma sınırlarını gösteren eğriler aşağıda verilmiştir. Simulasyonda kullanılan MOS tranzistör geometrileri tablo5.1'de verilmiştir. SPICE simülasyonunda kullanılan tranzistörler için TÜBİTAK YİTAL 3 μ CMOS proses parametreleri ise tablo5.2'de verilmiştir. Ayrıca SPICE programıyla $I_b=20\mu A$ kutuplama akımı için kullanılan kaskod akım aynalı simetrik OTA'nın çıkış direnci $R_o=1.16.10^8$ giriş direnci $R_i=1.10^{20}$ bulunmuştur.

Tablo.5.1 Kaskod OTA devresi için tranzistör geometrileri

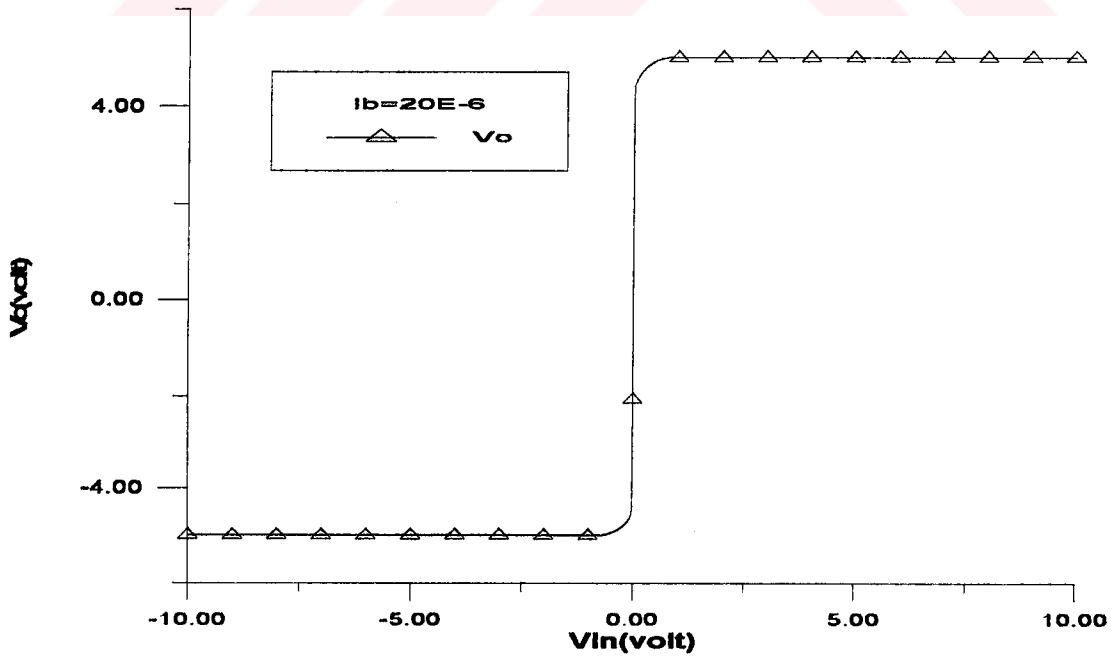
	W(μm)	L(μm)
M1	5	3
M2	5	3
M3	10	3
M4	10	3
M5	10	3
M6	10	3
M7	10	3
M8	10	3
M9	10	3
M10	10	3
M11	5	3
M12	5	3
M13	5	3
M14	5	3

Tablo.5.2 SPICE simülasyonunda kullanılan tranzistörler için TÜBİTAK YİTAL 3 μ CMOS proses parametreleri

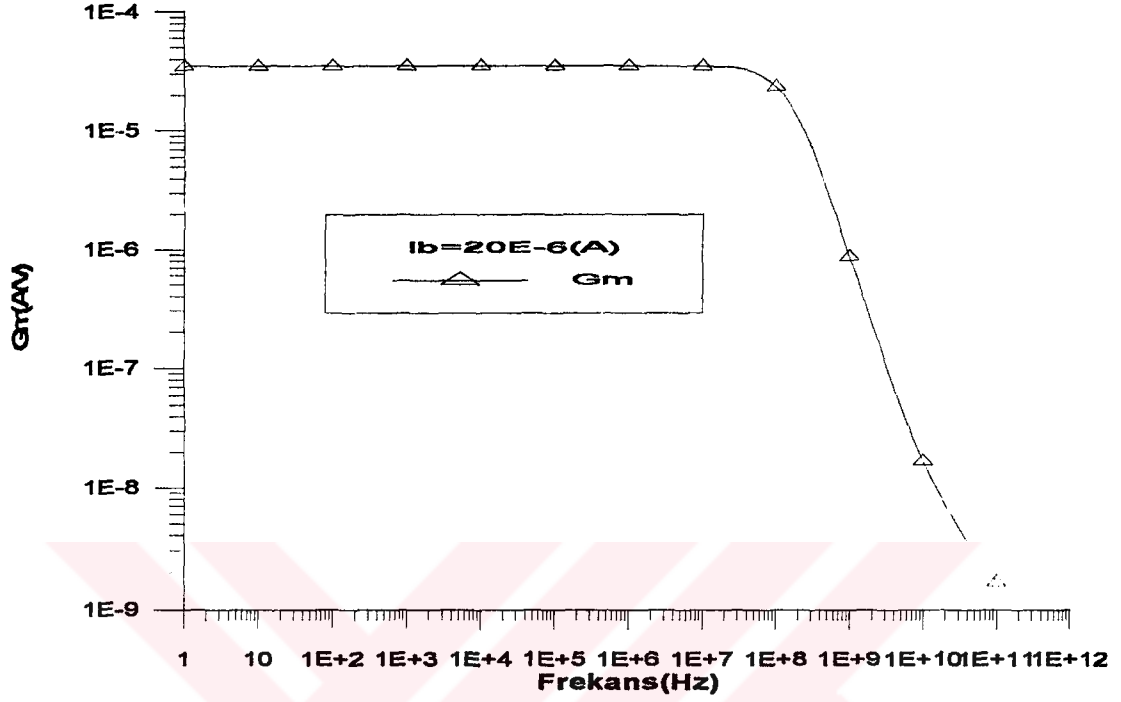
NO	PARAMETRE	NMOS	PMOS	BİRİM
1	LEVEL	2	2	-
2	VTO	1.0	-0.9	V
3	KP	1.5E-5	4.4E-5	A/V ²
4	GAMMA	0.7	0.22	V ^{1/2}
5	PHI	0.7	0.58	V ⁻¹
6	LAMBDA	0.035	0.035	V
7	TOX	4.5E-8	4.5E-8	m
8	LD	1E-7	1E-7	m
9	WD	4E-7	3E-7	m
10	JS	1.6E-6	25E-6	A/m ²
11	JSW	2.2E-9	4E-9	A/m
12	XJ	3.5E-7	2.5E-7	m
13	NFS	1E11	1E11	cm ⁻² V ⁻¹
14	ECRIT	28000	15000	-
15	UCRIT	40000	60000	V/cm
16	UEXP	0.17	0.15	-
17	CJ	1.9E-4	1.1E-4	F/m ²
18	CJSW	6.3E-10	3E-10	F/m
19	MJ	0.3	0.5	-
20	MJSW	0.35	0.4	-
21	RSH	100	35	Ω/sq
22	DELTA	1	1	-



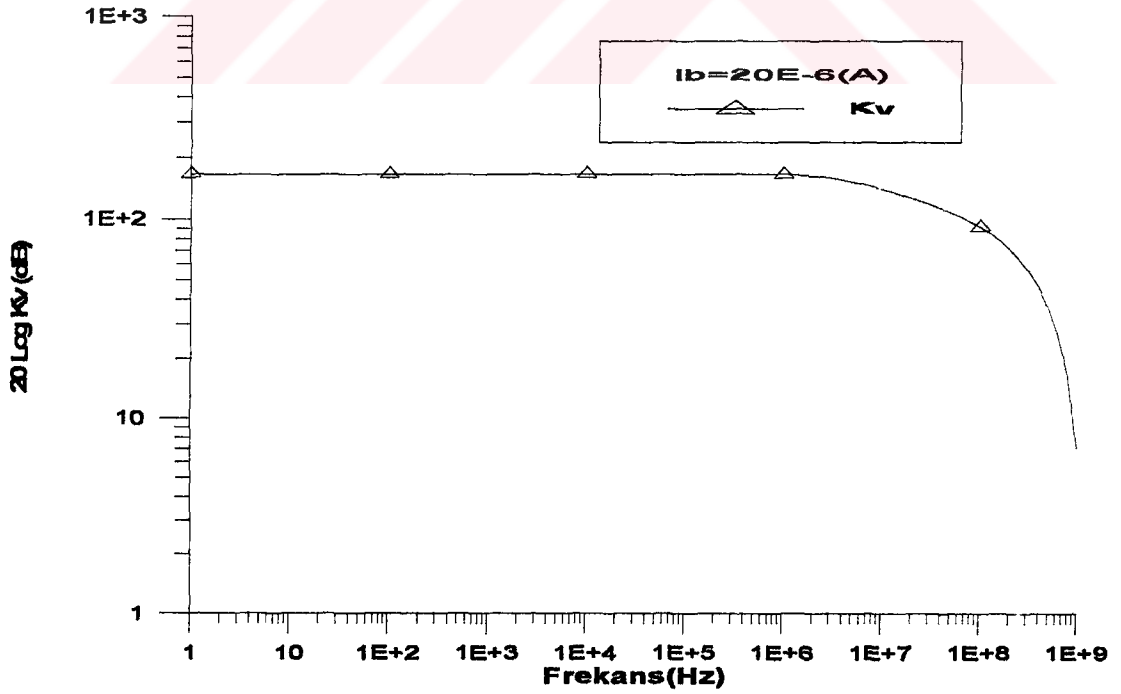
Şekil 5.2 Kaskod OTA'nın I_o - V_{in} eğrisi



Şekil 5.3 Kaskod OTA'nın V_o - V_{in} eğrisi



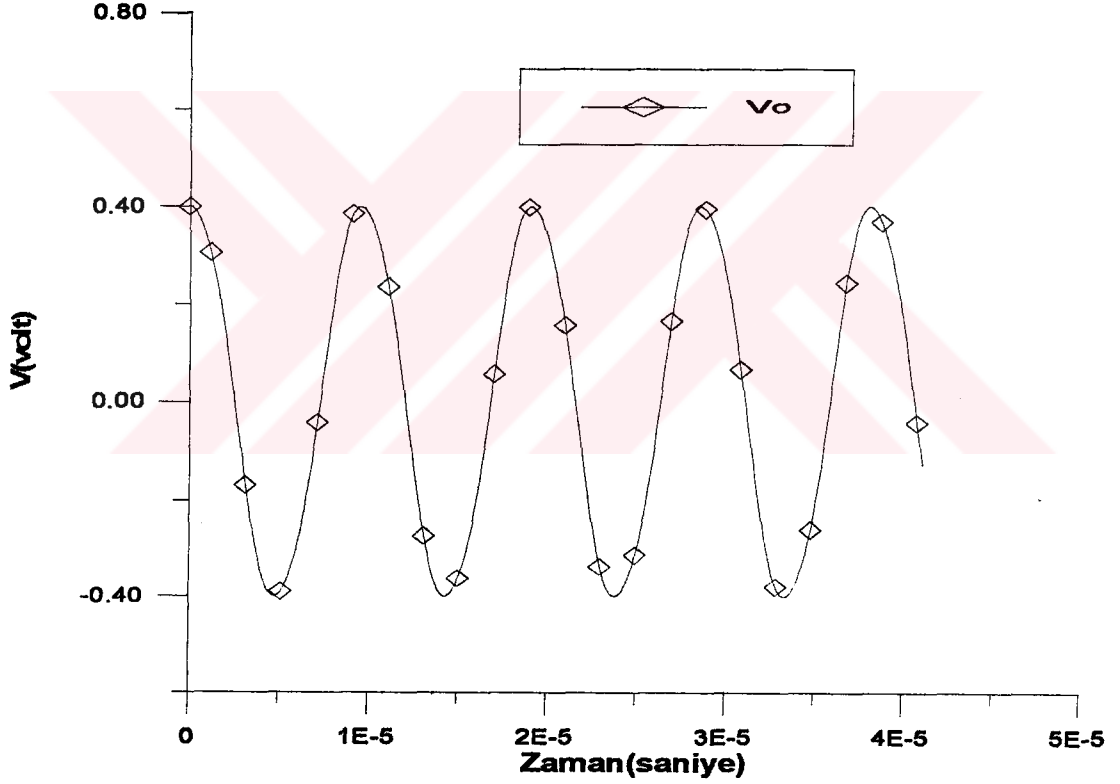
Şekil 5.4 Kaskod OTA'nın g_m -frekans eğrisi



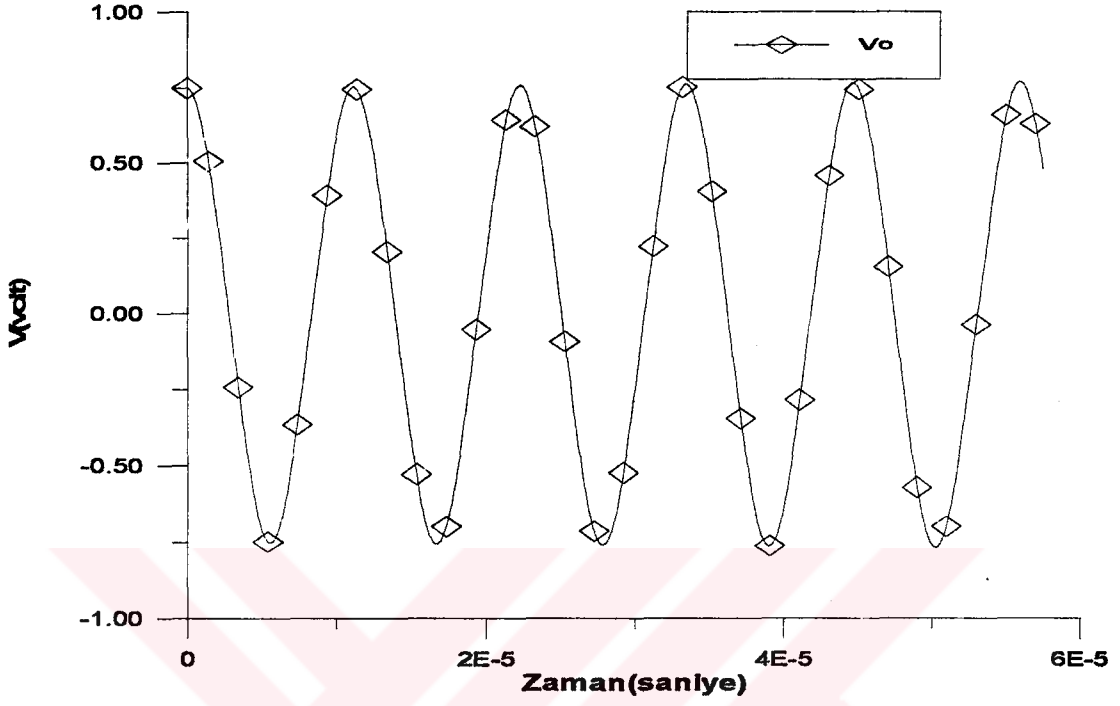
Şekil 5.5 Kaskod OTA'nın K_v -fekans eğrisi

5.3 Osilatör Yapılarının Kaskod Akım Aynalı Simetrik OTA Kullanılarak SPICE Programıyla Simülasyonu

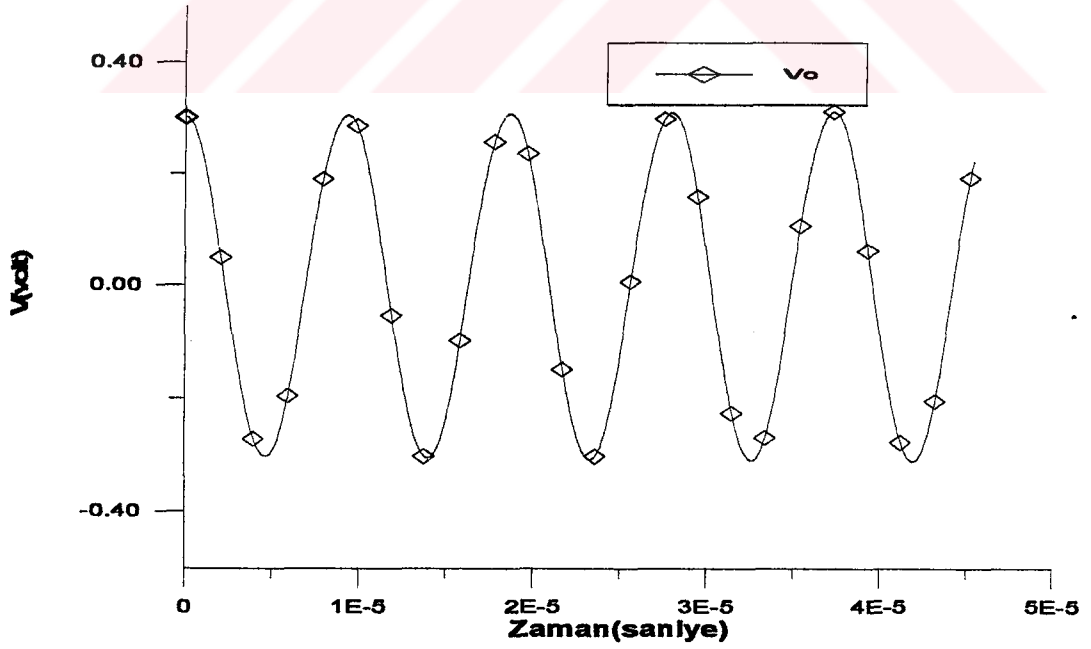
Önerilen osilatör yapılarının simülasyonu SPICE programıyla kaskod OTA kullanılarak yapılmış ve sonuçlar aşağıda verilmiştir. Simülasyon sonuçlarından görüleceği gibi devreler sönümsüz osilasyon yapabilmektedir. g_m değerleri mA/V mertebesine çıkartılarak kapasiteler biraz daha küçültülerek MHz'ler mertebesine çıkılabilir. Yüksek genlikli ve frekanslı osilasyonlar tranzistör geometrileri büyütülerek sağlanabilir.



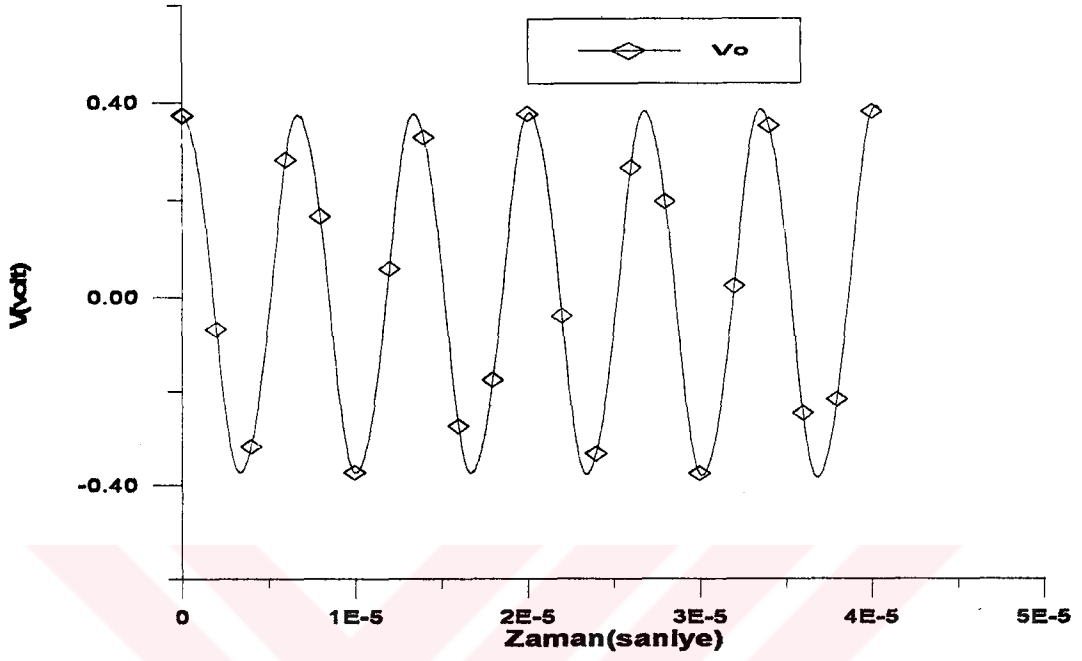
Şekil 5.6 3OTA-2C I devresinin kaskod OTA ile SPICE simülasyonu



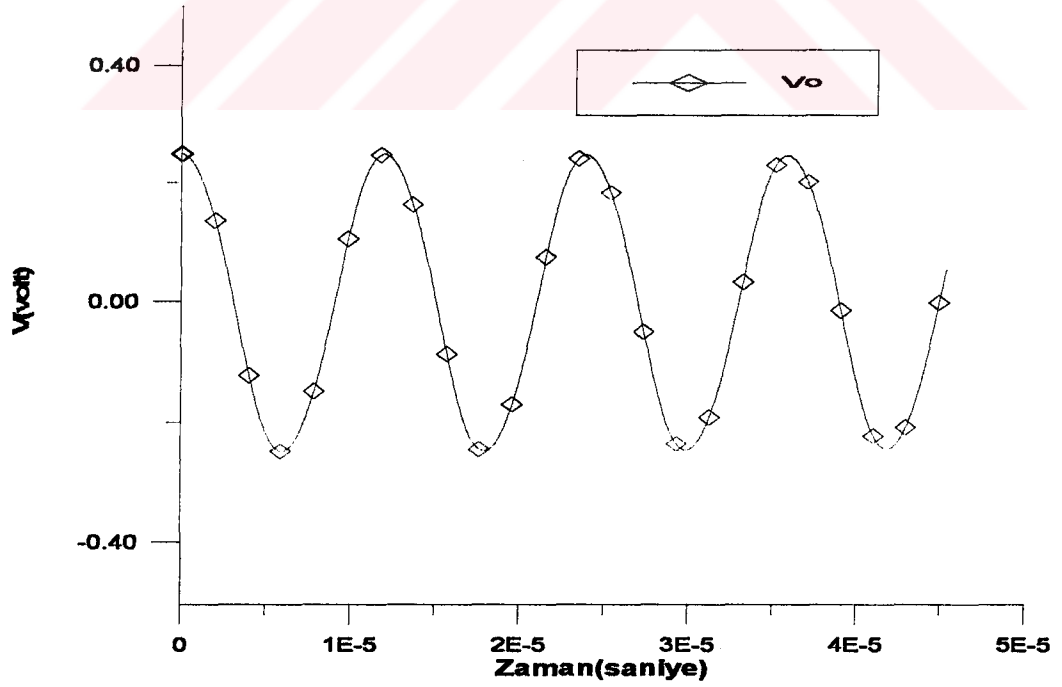
Şekil 5.7 4OTA-2C I devresinin kaskod OTA ile SPICE simülasyonu



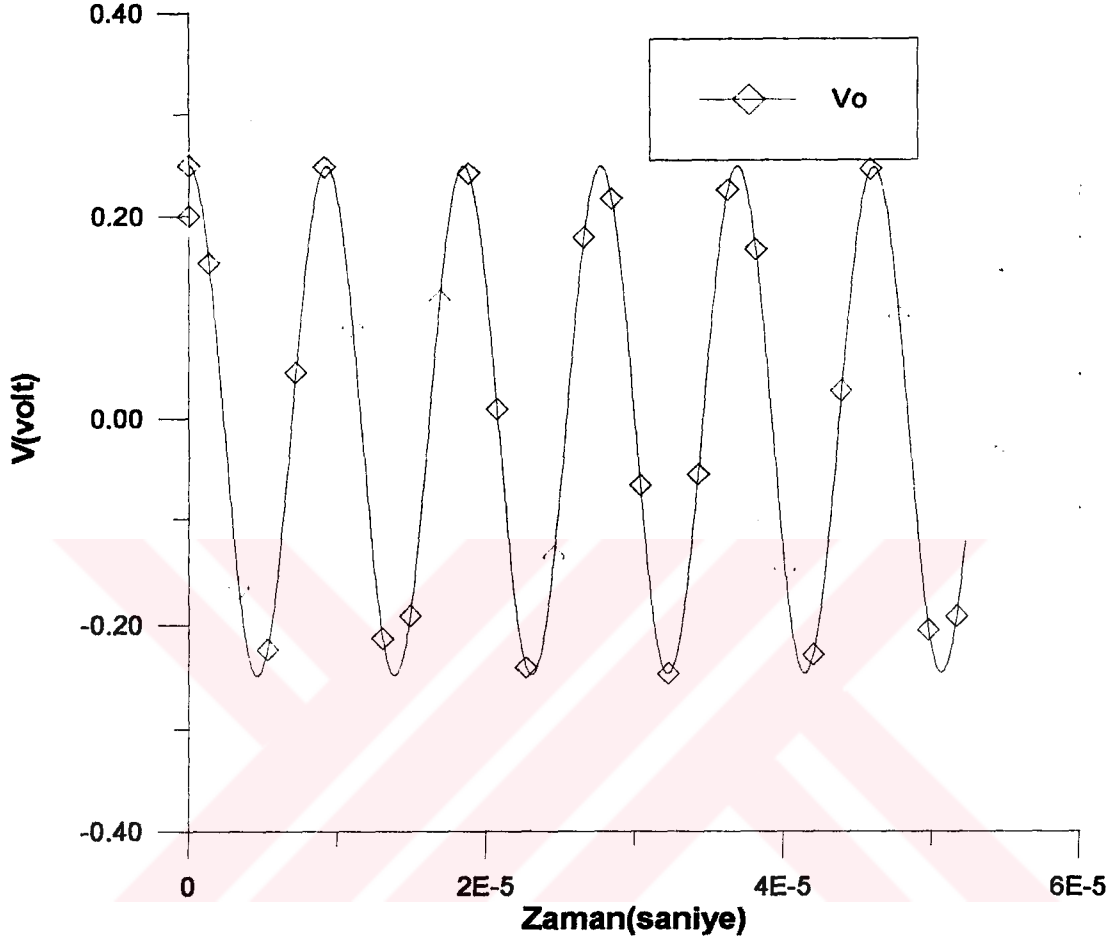
Şekil 5.8 3OTA-2C II devresinin kaskod OTA ile SPICE simülasyonu



Şekil 5.9 4OTA-2C II devresinin kaskod OTA ile SPICE simülasyonu



Şekil 5.10 5OTA-2C I devresinin kaskod OTA ile SPICE simülasyonu



Şekil 5.11 5OTA-2C II devresinin kaskod OTA ile SPICE simülasyonu

Tablo 5.3 SPICE simülasyonunda seçilen değerler ve osilasyon frekansı değerleri($C_1=C_2=50\text{pF}$)

Devre	f(KHz)	$g_{m1}(\mu\text{A})$	$g_{m2}(\mu\text{A})$	$g_{m3}(\mu\text{A})$	$g_{m4}(\mu\text{A})$	$g_{m5}(\mu\text{A})$
3OTA-2C I	105.26	35	36	35	-	-
4OTA-2C I	90.90	35	35	35	36	-
3OTA-2C II	100	35	35	36	-	-
4OTA-2C II	147	35	36	35	35	-
5OTA-2C I	86.95	27	28	27	27	27
5OTA-2C II	111	35	36	35	35	35

BÖLÜM 6

OSİLATÖR YAPILARINDAN ELDE EDİLEBİLECEK MAKSİMUM GENLİĞİN BELİRLENMESİ

6.1 OTA' ın Giriş Genliğindeki Sınırlama

OTA-C yapıları gerçekleştirirken, giriş işareti seviyesinin belirlenmesi de önemli bir etken olarak kendini gösterir. Pratikte bir OTA yapısı, çıkış işareti belirli bir değere ulaştığında, lineer olarak çalışmaz. Bir OTA'nın çıkış gerilimi seviyesi doymaya gittiğinde, o OTA'nın çıkışından kırpılmış bir işaret alınır. Yine bir OTA'nın çıkış akımının doyması durumunda da, OTA kapasite elamanları ile birlikte çalışıyorsa, yükselme eğimi problemi ortaya çıkar ve çıkıştan testeredişi biçimli bir işaret elde edilir.

Bu bölümde, çıkışta kırpılma ve yükselme eğimi problemi olmaksızın OTA-C osilatörlerden elde edilebilecek maksimum çıkış geriliminin seviyesinin ne şekilde belirleneceği ele alınacaktır.

Lineer çalışma bölgesi için giriş işareti seviyesi, tasarımcının belirlediği bir $\omega \in [\omega_1, \omega_2]$ bir frekans bandı içinde

$$\begin{aligned} |V_k| &\leq V_{ks} \\ |I_k| &\leq I_{ks} \end{aligned}, \quad k=1,2,\dots,n \quad (6.1)$$

şartı sağlanacak biçimde olmalıdır. Burada n büyüklüğü tasarımda kullanılacak OTA'ların sayısını göstermektedir. $V_k=V_k(j\omega)$ ve $I_k=I_k(j\omega)$ büyüklükleri k 'ninci OTA'nın çıkışındaki gerilim ve akım fazörlerini belirtmektedir. Devredeki tüm OTA'ların eş yapıda olmaları ve aynı kutuplanma akımıyla kutuplanmaları durumunda bu sınır değerler her OTA için $V_{1s}=.....=V_{ks}=V_s$ $I_{1s}=.....=I_{ks}=I_s$ eşit olur.

Bu şartlar giriş işareti genliği cinsinden ifade edilirse,

$$\begin{aligned} |V_i| |H_k| &\leq V_s \\ |V_i| |Y_k| &\leq I_s \end{aligned}, \quad k=1,2,3,...,n \quad (6.2)$$

bulunur. Bu bağıntılardaki V_i büyüklüğü OTA'nın giriş gerilimidir. $H_k=H_k(j\omega)$ büyüklüğü k 'ninci OTA'nın çıkış gerilimi fazörünün giriş gerilimi fazörüne oranıdır. $Y_k=Y_k(j\omega)$ büyüklüğü ise k 'ninci OTA'nın çıkış akımı fazörünün giriş gerilimi fazörüne oranıdır. Bütün bunlardan fark edileceği üzere $\omega \in [\omega_1, \omega_2]$ frekans bandı içinde OTA'nın giriş geriliminin genliğini sınırlayan $2n$ adet eşitsizlik bulunmaktadır.

$$\begin{aligned} |V_i| &\leq \frac{V_s}{|H_k|} \\ |V_i| &\leq \frac{I_s}{|Y_k|} \end{aligned}, \quad k=1,2,3,...,n \quad (6.3)$$

Bu eşitsizliklerin ortak çözümü, çıkışta kırılma ve yükselme eğimi problemi oluşmaksızın girişe uygulanabilecek maksimum giriş gerilimi genliğini verecektir.

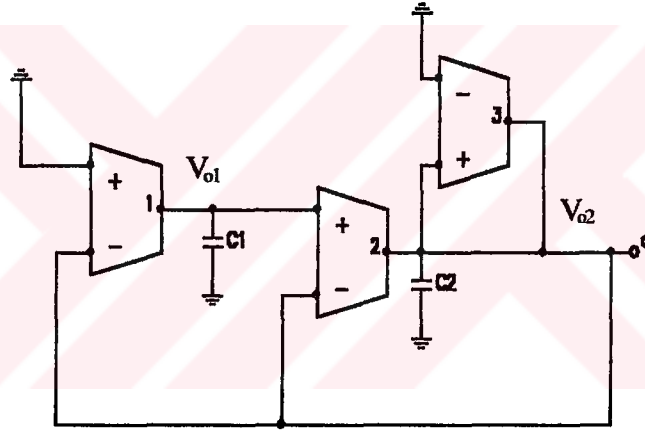
$$|V_i|_{maks} = \text{Min} \left\{ \frac{V_s}{|H(j\omega)|_{maks}}, \frac{I_s}{|Y(j\omega)|_{maks}} \right\}, \quad k=1,2,3,...,n \quad (6.4)$$

Bu bağıntılarda $|H(j\omega)|_{maks}$ ve $|Y(j\omega)|_{maks}$ büyüklükleri bu fonksiyonların o frekans bandı içinde alabilecekleri maksimum değerlerdir. Osilatörlerde giriş gerilimi

olmadığından ve çıkışlar geribesleme ile girişe geldiğinden çıkışta yükselme eğimi ve kırılma problemi olmaksızın girişe uygulanabilecek maksimum gerilim, aynı zamanda osilatörün çıkışından alınacak maksimum gerilimdir. Ayrıca burada geçen transfer fonksiyonları çıkış gerilimi ya da akımının giriş gerilimine değil her OTA'nın çıkışındaki gerilim ya da akımın giriş fark gerilimine oranıdır.

6.2 Önerilen Osilatör Yapılarının Maksimum Çıkış Geriliminin Belirlenmesi

Yukarıda anlatılan metodu şekil 6.1 de verilen 3OTA-2C I osilatör devresine uygulayalım. Bu osilatör devresindeki OTA'lar için $V_s=4.5V$, $I_s=20\mu A$, $g_m=35(\mu A/V)$ değerleri SPICE simülasyonundan bulunmuştur.



Şekil 6.1 Çıkış işaretinin maksimum değeri belirlenecek devre

$$H_1(j\omega) = \frac{V_{o1}}{V_{o2}} = \frac{-g_{m1}}{sC_1} \quad (6.5)$$

$$H_2(j\omega) = \frac{V_{o2}}{V_{o1}} = \frac{g_{m2}}{sC_2 + g_{m2}} \quad (6.6)$$

$$H_3(j\omega) = 1 \quad (6.7)$$

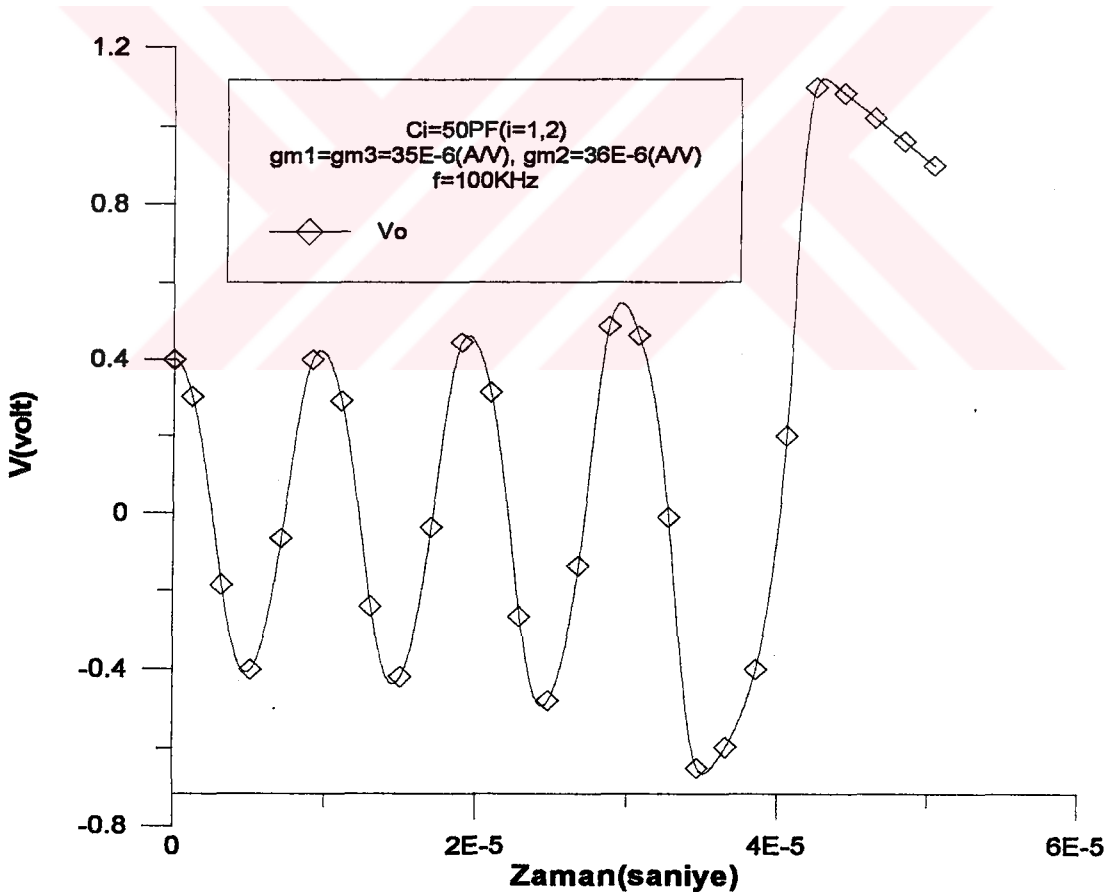
$$Y_1(j\omega) = sC_1 H_1(j\omega) = -g_{m1} \quad (6.8)$$

$$Y_2(j\omega) = sC_2 H_2(j\omega) = \frac{sC_2 g_{m2}}{sC_2 + g_{m2}} \quad (6.9)$$

$$Y_3(j\omega) = -g_{m3} \quad (6.10)$$

$$V_{omaks} = \text{Min}\{0.65, 4.5, 4.5, 1.4, 1.4, 10\}$$

Bu ifadelerin osilasyon frekanslarındaki maksimum değerleri bulunup bunların minimumu alınırsa bu osilatörün çıkışından yükselme eğimi ve kırılma problemi olmaksızın elde edilebilecek maksimum genlik 0.6 volt olarak bulunur. Bu devrenin şekil 6.2’de verilen SPICE simülasyonundan görüleceği gibi 0.6V’dan sonra çıkış geriliminde bozulmalar başlamaktadır.



Şekil 6.2 3OTA-2C devresinin SPICE ile elde edilen çıkış genliğindeki bozulma sınırı

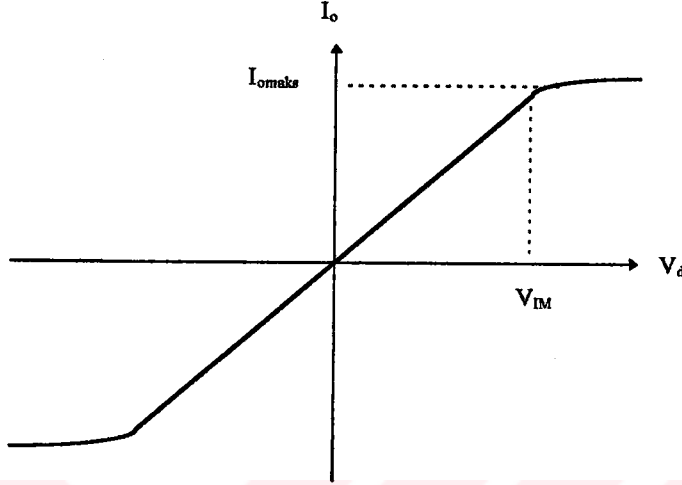
Aynı işlemler diğer osilatör devrelerine de uygulanabilir. Tablo 6.1 de önerilen osilatör devrelerinin SPICE programıyla elde edilen çıkışlarından alınabilecek maksimum gerilim değerleri verilmiştir.

Tablo 6.1 Önerilen yapıların çıkışından elde edilebilecek maksimum çıkış gerilimi

Devre	$V_{o_{maks}}(V)$
3OTA-2C I	0.7
4OTA-2C I	0.7
3OTA-2C II	0.5
4OTA-2C II	0.7
5OTA-2C I	0.6
5OTA-2C II	0.6

6.3 OTA'nın Lineer Olmayan Parazitik Etkilerinin Osilatör Yapılarına Etkisi

Daha önce bahsedildiği gibi OTA'nın lineer olan idealsizliklerinin yanısıra lineer olmayan idealsizlikleri de vardır. Bilindiği gibi OTA'nın çıkış akımının ve geriliminin salınabileceği aralık sonsuz iken pratikte bu akımın ve gerilimin salınacağı aralık sonludur. OTA bu aralık dışında çalışırsa akım ve gerilim arasındaki bağıntı lineer olmayan bir hal alır. Eğer OTA bu aralığın dışında çalıştırılırsa kırılma ve yükselme eğimi problemi ortaya çıkar. Şekil 6.3'de OTA'nın çıkış akımının giriş fark gerilimiyle değişimi görülmektedir ve bu grafikte eğim geçiş iletkenliği(g_m) değerini belirler[11,23].



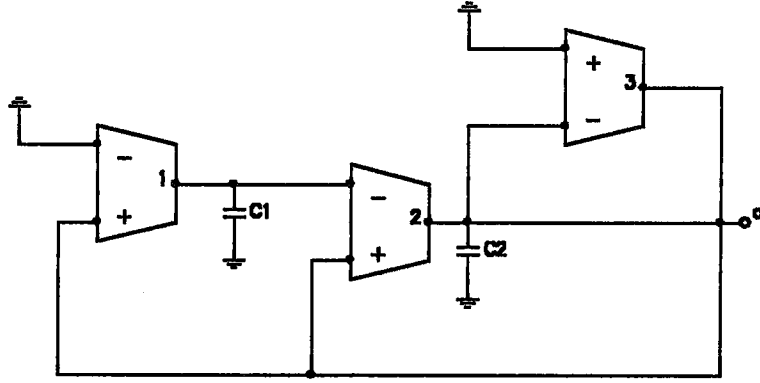
Şekil 6.3 OTA'nın lineer çalışma bölgesi

Burada V_d OTA'nın girişine uygulanan fark gerilimini, V_{imaks} OTA'nın çıkışında doymaya sebep olmayacak maksimum giriş gerilimi, I_o OTA'nın çıkış akımını, I_{omaks} OTA'nın çıkışından doymaya sebep vermeden alınabilecek maksimum akımı ifade etmektedir. Lineer olmayan bölgeyi içerecek biçimde yeni geçiş iletkenliği ifadesi aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$g_m^{non} = g_m \left(N_1 \left(\frac{V_{imaks}}{V_d} \right) + N_3 \left(\frac{V_{imaks}}{V_d} \right) + \dots \right) \quad (6.11)$$

$$N_1 \left(\frac{V_{imaks}}{V_d} \right) = \frac{2}{\pi} \left[\sin^{-1} \left(\frac{V_{imaks}}{V_d} \right) - \frac{V_{imaks}}{V_d} \sqrt{1 - \left(\frac{V_{imaks}}{V_d} \right)^2} \right] \quad (6.12)$$

$$N_1 \left(\frac{V_{imaks}}{V_d} \right) = \begin{cases} 1, & \frac{V_d}{V_{imaks}} \leq 1.26 \\ 1.26 \cdot \frac{V_{imaks}}{V_d}, & \frac{V_d}{V_{imaks}} \geq 1.26 \end{cases} \quad (6.13)$$



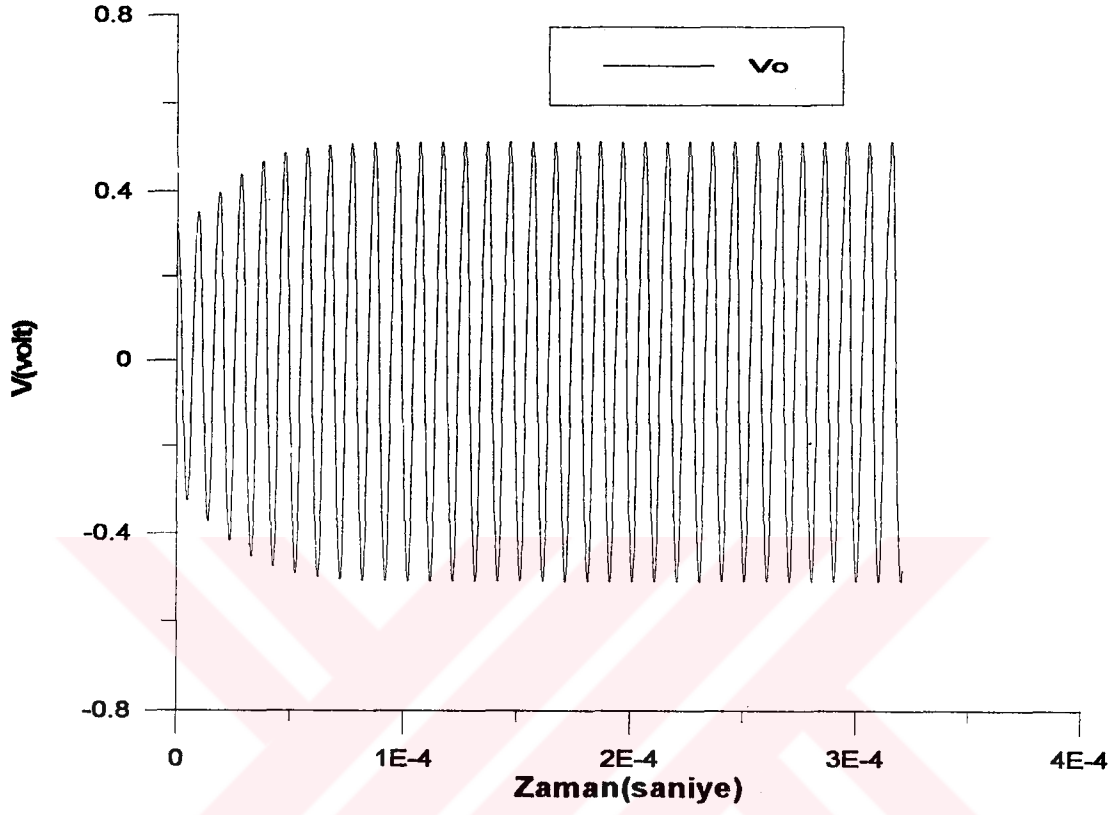
Şekil 6.4 3OTA-2C II devresi

Bu yeni g_m tanımlaması şekil 6.4 deki osilatör yapısına uygulanırsa yeni b ve Ω_0 ifadeleri aşağıdaki gibi olur.

$$b = \frac{g_{m3} N_1 \left(\frac{V_{imaks}}{V_d} \right) - g_{m2} N_1 \left(\frac{V_{imaks}}{V_d} \right)}{C_2} \quad (6.14)$$

$$\Omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1} N_1 \left(\frac{V_{imaks}}{V_d} \right) \cdot g_{m2} N_1 \left(\frac{V_{imaks}}{V_d} \right)}{C_1 C_2}} \quad (6.15)$$

Bu devredeki farklı iki düğümün gerilimi aşağıdaki gibi olsun $V_{o1} = A_{o1} \sin(\omega t + \vartheta_1)$, $V_{o2} = A_{o2} \sin(\omega t + \vartheta_2)$ ve başlangıçta $A_{o1} > V_{imaks}$ ve $A_{o2} < V_{imaks}$ olsun. Bu durumda b sıfırdan büyük olduğundan osilasyonun genliği üstel olarak artmaya başlar, lineer bölgenin dışına çıkan OTA'nın g_m 'i azaldığından bir noktadan sonra $b=0$ osilasyon şartı sağlanır. Bir başka deyişle başka bir genlik kontrol mekanizması kullanılmadığı durumlarda OTA'nın çıkış akımındaki doyma genlik kontrol mekanizması gibi çalışır. Bu durum şekil 6.4'de verilen devre için SPICE programında denenmiş ve sonuç şekil 6.5 de verilmiştir.



Şekil 6.5 3OTA-2C II devresinin genlik sınırlanmasının SPICE ile bulunması

BÖLÜM 7

DENEYSEL ÇALIŞMA

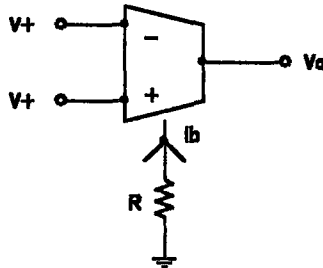
7.1 Deneyde Kullanılan OTA Yapısı

Bu çalışmada deneyde kullanılan OTA yapısı CA3080 tümdevre OTA yapısıdır. Bu tümdevre bipolar tekniğiyle üretilmiş olup aşağıdaki özelliklere sahiptir.

- Yükselme eğimi: 50V/ μ s
- Ayarlanabilir güç tüketimi: 10 μ W' tan 30mW
- Uygulanabilir besleme gerilimi aralığı: -2 V ; $+15$ V
- Ayarlanabilir kazanç: $0-g_m \cdot R_L$
- Maksimum kutuplama akımı: 2mA
- Eğimin değiştirilebilme aralığı: 7.7-12(mA/V)
- Çalışabileceği sıcaklık aralığı: 0-70 °C

$$g_m = \frac{I_b}{2V_T} \quad (V_T=0.025V) \quad (7.1)$$

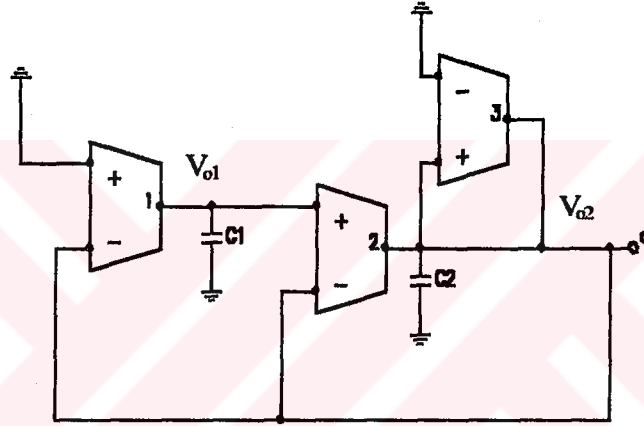
$$R_b = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{I_b} \quad (7.2)$$



Şekil 7.1 OTA' nın kutuplama devresi

7.2 Deneyin Yapılışı

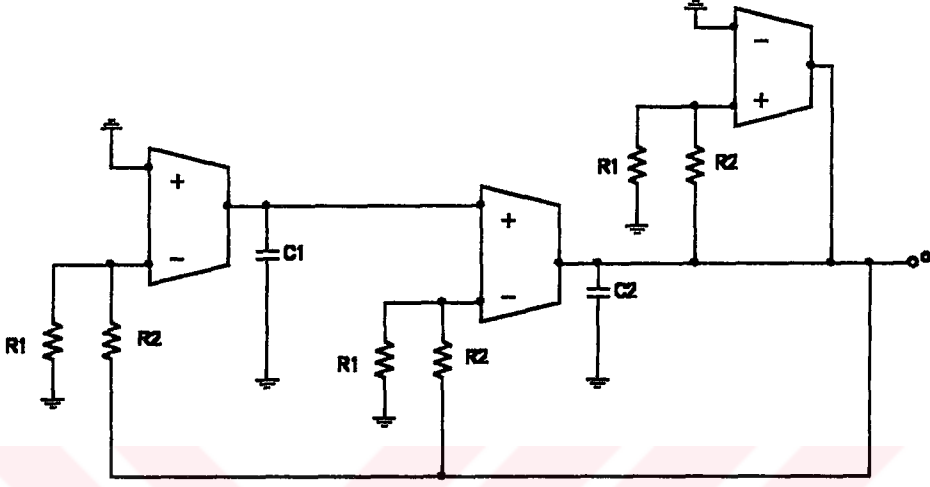
Şekil 7.2 de verilen osilatör devresi CA3080 bipolar OTA yapısı kullanılarak bord üzerinde denenmiştir. Deneyde $f=33.3\text{KHz}$ de çalışan bir osilatör tasarımı yapılmak istenmektedir. Tüm OTA'ların eğimi 9.6mA/V seçilirse, kapasite değerleri eşit alınırsa osilasyon frekansı ifadesinden $C_1=C_2=46\text{nF}$ bulunur. Seçilen eğimi elde etmek için OTA'nın kutuplama akımı $I_b=g_m \cdot 2V_T$ 'den 0.5mA bulunur. Bu akım şekil 7.1 deki gibi elde edilirse bu kutuplama akımını sağlayacak direnç değeri $28.6\text{k}\Omega$ dur.



Şekil 7.1 Deneyde kullanılan osilatör devresi

Devre yukarıda hesaplanan değerler yardımıyla bord üzerinde gerçekleştirildiğinde 5KHz 'de çalışan sinüsoidal olmayan kırpılmış bir işaret elde edildi. Bunun sebebi OTA'ların eğimi yüksek olduğundan OTA'lar lineer olmayan bölgede çalışmaya başlamış ve işaret yüksek genlik nedeniyle kırpılmıştır. Bu problemi ortadan kaldırmak için OTA'ların giriş ve çıkışına yüksek genliği sınırlamak üzere gerilim bölücü dirençler eklenmiştir. Bu dirençler yardımıyla geribesleme yolu üzerinden gelen işaret direnç değerleri oranında bölünerek eğimin küçültülmesi sağlanmıştır. Bu direnç değerleri ise $R_1=1\text{k}\Omega$, $R_2=470\text{k}\Omega$ alınmıştır. Bu durumda yeni g_m değeri $g_m' = \frac{g_m}{470} = 20.4(\mu\text{A/V})$ bulunmuştur. Aynı frekans için yeni kapasite değerleri hesaplanırsa $C_1=C_2=100\text{pF}$ bulunur. Devrenin son hali şekil 7.3 de

verilmiştir. Devrenin bord üzerinde kurulmasından elde edilen sonuçlar tablo 7.1’de verilmiştir.



Şekil 7.3 Gerilim bölücü ile eğimi düşürülmüş devre

Tablo 7.1 Eğim değiştirerek frekans ayarı

$R_{b1}(K\Omega)$	$R_{b2}(K\Omega)$	$R_{b3}(K\Omega)$	$V_t(V)$	$f(KHz)$	THD(%)
15.05	30	18.7	5	21	2
16	30	18.7	5	20.83	1.6
19.7	30	18.7	5	18.51	1.8
25	30	18.7	6	16.66	2
30	30	18.7	7	14.28	3.5
37	30	18.7	8	11.9	5
48	30	18.7	10	10	9
73	30	18.7	15	5.55	24.7

Deneyde ayrıca kapasite değerleri kltlerek yksek frekanslarda salınabilen osilasyonlar elde edilmiştir.

Tablo 7.2 Kapasite değiştirerek frekans ayarı

$C_1=C_2=C(\text{pF})$	$R_{b1}(\text{K}\Omega)$	$R_{b2}(\text{K}\Omega)$	$R_{b3}(\text{K}\Omega)$	$f(\text{kHz})$	$V_i(\text{V})$
56	30	30	18	22	5
20	15	37	15.6	50	6
1	15.4	15.4	14.4	3570	0.06

7.3 Deney sonularınnın yorumlanması

Deneyler sonucunda önerilen yapının frekansı ayarlanabilir yksek frekans osilatörü olarak çalışabileceği gösterilmiştir. Teorik hesaplar ile sonuçlar deney sonuçlarından bir miktar farklılık göstermektedir. Bunun sebebi OTA'nın idealsizlik etkileri ve genliği sınırlamak için geribesleme yoluna konulan dirençlerdir. OTA'ların girişine genlik sınırlaması için konulan dirençler ile bölme oranı kadar küçük eğimli OTA'lar elde edilmiştir. Toplam harmonik distorsiyonunu(THD) lmek için devrenin çıkışına bir distorsiyonmetre bağlanmıştır. Bu distorsiyonmetrenin giriş direnci devreyi yüklediğinden araya LF351 işlemsel kuvvetlendiricisiyle gerçekleştirilen bir ayırıcı devre konulmuştur. Sonuçlardan görüldüğü gibi OTA'lar lineer bölge dışına çıkmaya başlayınca THD oranları artmaya başlamıştır. Kullanılan bord'un i kapasitesi $C_{\text{bord}}=5\text{pF}$ dır. Bu kapasite değerleri C_1, C_2 kapasitelerine eklenmiştir.

Tüm idealsizliklere rağmen ölçüm sonuçları devre karakteristiğini iyi bir yaklaşıklıkla vermiştir. Beklendiği zere OTA'ların eğimlerini ve kapasitelerini değiştirerek frekans değiştirilmiştir. CA3080 tümdevre yapısı bazı pratik sınırlamalara sahiptir. OTA'ların girişine uygulanabilecek gerilim 30mV ile sınırlıdır. Maliyetin az stabilitenin önemsiz olduğu uygulamalar için CA3080 kullanılabilir. Fakat dinamik

davranışın, frekans kararlılığının önemli olduğu uygulamalarda geliştirilmiş OTA yapıları kullanılmalıdır. Denklem 7.1'den görüleceği üzere OTA'nın eğimi üzerinde sıcaklığın da etkisi vardır. Mutlak sıcaklıkla değişen akım kaynakları kullanılarak bu etkinin önüne geçilebilir.



SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu çalışmada Acar, Anday ve Kuntman tarafından önerilen minimum OTA ve topraklı kapasite kapasite içeren filtre yapılarından yola çıkılarak 6 adet sinüsoidal osilatör elde edilmiştir. Osilasyon koşulunun sağlanabilmesi, ve parazitiklerin etkisinin kompanzasyonu için devrelere tasarım aşamasında OTA ile gerçekleştirilen negatif ve pozitif direnç ilave edilmiştir.

Bu devrelerin ideal OTA eşdeğeri kullanılarak yapılan simülasyonlarından görüleceği gibi devreler yüksek genlik ve frekanslı distorsiyonsuz osilasyonlar yapabilmektedir. Kaskod akım aynalı simetrik CMOS OTA kullanılarak yapılan SPICE simülasyonlardan genlik, frekans ve distorsiyon seviyesi değerlerinin gerçekte kullanılan OTA'nın performansı ile sınırlı olduğu görülmüştür. Yüksek genlikli osilasyonlar istendiğinde kullanılan MOS tranzistörün geometrilerinin büyütülmesi gerektiği, çıkış direncinin idealsızlık etkisinin etkili olduğu durumlarda kaskod akım aynalı OTA yapılarının kullanılması gerektiği, OTA'nın parazitik kapasitelerinin etkili olduğu durumlarda basit OTA yapılarının kullanılması gerektiği söylenebilir. Tasarımcı maliyeti de gözönünde bulundurarak istediği özelliklerin optimumunu sağlayacak OTA'yı seçmek durumundadır. Deney sonuçlarından da görüleceği üzere piyasada yaygın olarak bulunan, maliyeti düşük, bipolar tekniğiyle üretilmiş CA3080 tümdevre yapısı eğimlerinin çok yüksek, dinamik davranışının kötü olması sebebiyle hassas osilasyonlar için uygun değildir.

Önerilen yapılar için yapılan duyarlılık analizleri devrelerin iyi bir duyarlılık karakteristiğine sahip olduğunu göstermiştir. Ayrıca tasarımcı kullandığı OTA'nın karakteristiğini de göz önüne alarak önerilen yapılardan elde edebileceği maksimum

ıkış geriliminin genliğini bölüm 6 da anlatılan basit bir method yardımıyla belirlemelidir. Aksi takdirde çıkış geriliminde ve akımında yükselme eğimi ve kırılma problemi ile karşılaşacağı, distorsiyonlu osilasyonlar elde edileceği açıktır. Kullanıcı amacına uygun olarak literatürde bol miktarda bulunan genlik kontrol mekanizmaları kullanarak istediği hassas genlik ayarını yapabilir.



KAYNAKLAR

- [1] ACAR C., ANDAY F. ve KUNTMAN H. H., On the realization of OTA-C filters, Int. J. Circuit Theory and App., vol. 21, page 331-341, 1993
- [2] KUNTMAN H. H., Simple and accurate nonlinear OTA macromodel for simulation of OTA-C active filters, Int. J. Electronics, vol. 77, page , 1994
- [3] KUNTMAN, H. H., İleri analog tümdevre tasarımı, İTÜ ETA Vakfı, sayfa 35-49, 1994
- [4] BHASKAR D. R., SENANI R., New linearly tunable CMOS compatible OTA-C oscillators with noninteracting controls, Microelectronics Journal, vol. 25, page 115-123, 1994
- [5] BARRONCO B. L., VAZQUEZ A. R., SINENCIO E. S., HUERTAS J. L., Generation design and tuning of OTA-C high frequency sinusoidal oscillators IEE proc. part-G, vol. 139, page 557-568, 1992
- [6] BARRONCO B. L., VAZQUEZ A. R., SINENCIO E. S., HUERTAS J. L., CMOS OTA-C high frequency sinusoidal oscillators, IEEE Journal of Solid-state Circuits, vol. 26, page 160-165, 1991
- [7] SINENCIO E. S., GEIGER R. L., LOZANO H. N., Generation of continuous-time two integrator loop OTA filter structure, IEEE Transactions on Circuit and Systems, vol. 35, no. 8, page 936-946, 1988
- [8] KUNTMAN H. H., Analog tümdevre tasarımı, Sistem yayınları, 1992
- [9] ACAR C., Elektrik Devrelerinin Analizi, İTÜ yayınları, 1995

- [10] VAZQUEZ A. R., BARRONCO B. L., HUERTAS J. L., SINENCIO E. S, On the realization of voltage controlled sinusoidal oscillator using OTA's, IEEE Int. symp. on Circuit and Systems, vol 3, page 2169-2171, June 1988
- [11] HOYLE J., SINENCIO E. S, Sinusoidal quadrature OTA oscillators, Proc. 27th Midwest Symp. on Circuit and Systems, page 59-62, August, 1984
- [12] LOZANO H. N., HILL J. A., SINENCIO E. S Frequency limitations of continuous time OTA-C filters, Proc. IEEE Transactions on Circuit and Systems, vol. 37, no. 2, page 198-211, 1990
- [13] ABUELMA'ATTI M. T., ALMASKATI B. H., Digitally programmable Active-C OTA based oscillator, IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, vol. 37, no. 2, 1988
- [14] SENANI R., KKUMAR B. A., Systematic generation of OTA-C sinusoidal oscillators, Electronic Letters, vol. 26, no. 18, 1990
- [15] BHASKAR D. R., TRIPATHI M. P., SENANI R., A class of three OTA-two capacitor oscillators with noninteracting controls, Int. Journal of Electronics, vol. 74 no. 3, page 459-463, 1993
- [16] GEIGER R. L., SINENCIO E. S, Active filter design using operational transconductance amplifiers: A tutorial, IEEE Circuit Device Magazine, vol. 1, page 20-32, Mar. 1985
- [17] ÖĞDÜM L, Aktif OTA-C problemine uygun OTA problemi, Yüksek lisans tezi, İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, 1995
- [18] ACAR C., Duyarlık ve Tolerans analizi, İTÜ yayını, 1979
- [19] GRAY P. R., MEYER R. G., Analysis and design of analog integrated circuit, John Wiley, 1984
- [20] TRIPATHI M. P., BOY S. B., PATRANABIS D, Some observations on single element control sine-wave oscillators, Int. Journal of Electronics, vol. 43 no. 5, page 513-520, 1977

- [21] SENANI R., KKUMAR B. A., TRIPATHI M., BHASKAR D. R., Some simple techniques of generating OTA-C sinusoidal oscillators, Frequenz, vol. 45, no. 7, page 177-182, 1991
- [22] PETERSON K. D., NEDUNGADI A., GEIGER R. L., Amplifier design consideration fo high frequency monolithic filters, Proc. 1987 European conference on Circuit Theory and Design, page 321-326, Sept., 1987
- [23] BARRONCO B. L., VAZQUEZ A. R., SINENCIO E. S, HUERTAS J. L, 10MHz CMOS OTA-C voltage controlled quadrature oscillator, Electronic Letters, vol. 25 no.12, 8th June 1989



ÖZGEÇMİŞ

10 Ekim 1972 tarihinde Afyon ili Emirdağ ilçesi Sığracık köyünde doğan Uğur Çam ilköğrenimini Sığracık köyü ilkokulunda tamamladı. Orta ve lise eğitimini 1989 yılında İzmir Şirinyer Lisesinde tamamladı. Lisans eğitimini İstanbul Teknik Üniversitesi Sakarya Mühendislik Fakültesi Elektrik ve Elektronik mühendisliği bölümünde 1993 yılında tamamladı. Aynı yıl İstanbul Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektronik ve Haberleşme mühendisliği bölümünde Yüksek Lisans eğitimine başladı. Halen Sakarya Üniversitesi Mühendislik Fakültesi, Elektrik ve Elektronik mühendisliği bölümünde devreler ve sistemler anabilim dalında araştırma görevlisi olarak görev yapmaktadır.