

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**FREKANS UYARLAMALI
KAYNAK BAĞLAMALI BİR OSİLATÖR YAPISI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
Eser TAKMAZ**

Anabilim Dalı : Elektronik & Haberleşme Mühendisliği

Programı : Elektronik Mühendisliği

HAZİRAN 2010

**FREKANS UYARLAMALI
KAYNAK BAĞLAMALI BİR OSİLATÖR YAPISI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
Eser TAKMAZ
504071210**

**Tezin Enstitüye Verildiği Tarih: 06 Mayıs 2010
Tezin Savunulduğu Tarih: 11 Haziran 2010**

**Tez Danışmanı: Prof. Dr. Serdar ÖZOĞUZ (İTÜ)
Diğer Jüri Üyeleri: Prof. Dr. Herman SEDEF (YTÜ)
Doç. Dr. Müştak Erhan YALÇIN (İTÜ)**

HAZİRAN 2010

Ailem ve arkadaşlarıma,

ÖNSÖZ

Tez çalışmamda beni doğru bir şekilde yönlendiren değerli hocam Prof. Dr. Serdar ÖZOĞUZ'a, bugünlere kadar gelmemde emeği olan tüm hocalarıma, sürekli tezi bitirip bitirmediğimi sorarak baskılarını üzerimden bir an olsun eksik etmeyen sevgili arkadaşlarıma ve Yüksek Lisans eğitimim boyunca desteğini esirgemeyen aileme teşekkür ederim.

Haziran 2010

Eser TAKMAZ
Elektronik Müh.

İÇİNDEKİLER

Sayfa

İÇİNDEKİLER	ix
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xi
ŞEKİL LİSTESİ.....	xiii
ÖZET.....	xv
SUMMARY	xvii
1. GİRİŞ	1
1.1 Frekans Uyarlamalı Sistemler	2
1.2 Tez Organizasyonu.....	2
2. OSİLATÖRLERDE FREKANS UYARLAMA KAVRAMI.....	5
2.1 Hopf Osilatöründe Frekans Uyarlama.....	5
3. KAYNAK BAĞLAMALI OSİLATÖR.....	13
3.1 Kaynak Bağlamalı Osilatörün Sinüzoidal Çalışma Kipi.....	14
3.2 Kaynak Bağlamalı Osilatör Yapısı.....	14
3.3 Frekans Uyarlamalı Kaynak Bağlamalı Osilatör Yapısı	19
3.4 Tasarlanan Osilatörün MATLAB Benzetim Sonuçları	20
4. UYARLAMALI KAYNAK BAĞLAMALI OSİLATÖRÜN	
GERÇEKLENMESİ	25
4.1 Temel Kaynak Bağlamalı Osilatör	25
4.2 Kaynak bağlamalı osilatörün denklemlerinin düzenlenmesi	28
4.3 Çift Çıkışlı Geçiş İletkenliği Kuvvetlendiricisi (DO-OTA).....	30
4.4 Önerilen DO-OTA Yapısı	32
4.5 Analog Çarpma Devresi	33
4.6 Uyarlamalı Durum Değişkeninin Sisteme Eklenmesi.....	36
5. ÖNERİLEN DEVRENİN PSPICE BENZETİMLERİ	43
6. SONUÇ VE ÖNERİLER.....	51
KAYNAKLAR	53
EKLER.....	55

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 4.1 : Temel kaynak bağlamalı osilatörde kullanılan eleman değerleri	26
Çizelge 4.2 : Temel kaynak bağlamalı osilatörde kullanılan transistor boyutları	27
Çizelge 4.3 : DO-OTA’da kullanılan transistorların boyutları	33
Çizelge 4.4 : Analog çarpma hücresinde kullanılan transistorların boyutları	36
Çizelge 4.5 : DO-OTA2’de kullanılan transistorların boyutları	40

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1 : Limit çevrim üzerinde vektörlerin gösterimi	6
Şekil 2.2 : Limit çevrimde parçalı-doğrusal yaklaşım	9
Şekil 2.3 : (2.8) ve (2.12) bağıntılarının frekans yakınsama karşılaştırması	10
Şekil 3.1 : Kaynak bağlamalı osilatör yapısı	13
Şekil 3.2 : Önerilen kaynak bağlamalı osilatör yapısı	15
Şekil 3.3 : Kaynak bağlamalı osilatörün MATLAB çıktısı	18
Şekil 3.4 : Hopf osilatörün ve kaynak bağlamalı osilatörün matlab çıktıları	18
Şekil 3.5 : Önerilen kaynak bağlamalı osilatörün uygulanan işarete tepkisi	20
Şekil 3.6 : Önerilen KBO'nun farklı K değerleri için uygulanan işarete tepkisi.....	21
Şekil 3.7 : Önerilen kaynak bağlamalı osilatörün Hopf osilatörle karşılaştırılması..	22
Şekil 3.8 : Uygulanan işaretin geri çekilmesi durumunda osilatörün tepkisi	23
Şekil 4.1 : Temel kaynak bağlamalı osilatörün Pspice çıktısı	27
Şekil 4.2 : OTA Devre Sembolü, Basit CMOS OTA yapısı	31
Şekil 4.3 : DO-OTA'nın Devre Sembolü	31
Şekil 4.4 : Önerilen DO-OTA yapısı	32
Şekil 4.5 : MOS Gilbert hücresi	34
Şekil 4.6 : Katlanmış gülbert hücresi	35
Şekil 4.7 : Analog çarpma devresi	35
Şekil 4.8 : Üçüncü durum denklemleri devresi.....	38
Şekil 4.9 : Çıkarma ve karşılaştırıcı devresi	38
Şekil 4.10 : Frekans uyarlamalı kaynak bağlamalı osilatör devresi	41
Şekil 5.1 : Devrenin dışardan işaret uygulanmadan önceki tepkisi	43
Şekil 5.2 : Devrenin, dışardan işaret uygulandığı andaki tepkisi	44
Şekil 5.3 : Devrenin dışardan işaret uygulandıktan sonraki tepkisi.....	44
Şekil 5.4 : Devrenin $V_{\Delta\omega}$ parametresinin değişimi	45
Şekil 5.5 : Uygulanan işaretin frekansına göre, hesaplanan ve ölçülen $V_{\Delta\omega}$ değ.	46
Şekil 5.6 : Farklı frekansta uygulanan işaretlere $V_{\Delta\omega}$ parametresinin tepkisi.....	47
Şekil 5.7 : Farklı frekansta uygulanan işaret ile osilasyon işaretlerinin kilitlenmesi	48
Şekil 5.8 : Farklı frekansta uygulanan işaret ile osilasyon işaretlerinin kilitlenmesi	48
Şekil 5.9 : Dışardan uygulanan işaret kaldırıldıktan sonra osilatör işaretlerinin değ.	49
Şekil 5.10 : Osilatörün yüksek frekansta çalıştırılması	49
Şekil 5.11 : Yüksek frekansta $V_{\Delta\omega}$ parametresinin tepkisi	50

FREKANS UYARLAMALI KAYNAK BAĞLAMALI BİR OSİLATÖR YAPISI

ÖZET

Frekans uyarlama, doğrusal olmayan bir osilatörün salınım frekansının, dışarıdan uygulanan periyodik bir işaretin frekansına kilitlenmesini tanımlayan bir kavramdır. Uyarlama sırasında osilatörün fazında meydana gelen değişimin, durum denklemine uygun bir şekilde eklenmesiyle, frekans uyarlamalı osilatör gerçekleştirilir. Frekans uyarlama olayı, herhangi bir işaret işleme adımı uygulanmasını gerektirmeden, osilatörün dinamik yapısı içinde gerçekleşir. Ayrıca dışarıdan uygulanan işaret kaldırılrsa bile, osilatör daha önce kilitlendiği frekans değerinde salınmaya devam edecektir. Daha önce Fitzhugh Nagumo, Van Der Pol ve Rayleigh gibi birçok osilatörün denklemlerine başarılı bir şekilde uygulanan bu kural, aynı zamanda Hopf osilatör üzerinde devre olarak da gerçekleşmiştir. Bu tezde, faz kitleme işlemi ile frekans uyarlama işlemi arasındaki ilişki detaylı bir şekilde incelenip, kuralın nasıl oluşturulduğu gösterilmiştir. Ayrıca bu adaptasyon kuralı ilk kez bu tezde kaynak bağlamalı osilatörün denklemlerine eklenmiştir. Bu uyarlamalı kaynak bağlamalı osilatörün yeni denklemleri, bir sayısal analiz programı yardımıyla çözülmüş ve teorik öngörülerin geçerliliği test edilmiştir. Uyarlamalı osilatöre ilişkin model denklemlerinden yola çıkılarak, fiziksel devre elemanları ile gerçekleştirilebilecek frekans uyarlamalı kaynak bağlamalı bir osilatör devresi tasarlanmış ve bu devre PSpice benzetim programı yardımıyla test edilmiştir. Elde edilen sonuçlar tasarlanan bu yeni osilatörün öngörülere uygun olarak çalıştığını doğrulamıştır.

A FREQUENCY ADAPTIVE SOURCE COUPLED MULTIVIBRATOR STRUCTURE

SUMMARY

Frequency adaptation is a concept that defines the frequency locking of the intrinsic frequency of a nonlinear oscillator to a frequency of an externally applied periodic signal. The adaptive frequency oscillator is realized by properly adding the changes occurring in the oscillator phase during the adaptation, to the state equation. Frequency adaptation process occurs within the dynamic structure of the oscillator, without requiring any implementation of signal processing step. In addition, the oscillator will keep oscillating with the adapted frequency even if the externally applied signal is removed. This rule, which was successfully applied to many kinds of oscillators such as Fitzhugh Nagumo, Van Der Pol and Rayleigh oscillator in the past, was also realized as a circuit based on the Hopf oscillator equations. In this thesis, the realization method of the adaptation rule was shown by examining the relationship between the phase-lock and frequency adaptation process in details. In addition, the adaptation rule was added to the equations of the source coupled multivibrator which has applied for the first time in this thesis. The equations of this adaptive frequency source coupled oscillator was solved using a numerical simulation program and the validity of the theoretical predictions were tested. Starting from the model equations of the adaptive oscillator, an adaptive frequency source coupled oscillator circuit was designed that can be implemented using physical electrical components and this circuit was tested using PSpice simulation program. The results obtained, verified that the new oscillator operates in accordance with the predictions.

1. GİRİŞ

Doğrusal olmayan osilatörler çeşitli fiziksel ve biyolojiksel işlemlerin modellenmesinde sıklıkla kullanılan yapılar olmuşlardır [1]. Bunun yanında bu sistemler özellikle mühendislik alanlarının robotik uygulamalarında da yaygın bir şekilde kullanılmaktadırlar. Örneğin; frekans uyarlamalı osilatörler, değişik robot uygulamalarında beden fonksiyonlarının ortak hareketlerinin rezonansını, duyarlılar yardımıyla dengelemek için [4], mekanik hareketlerin bir sonraki duruma olan uyumlarını sağlamak için kullanılırlar [11]. Örneğin Puppy isimli robot köpek, sistem dengesini sağlamak için uyarlamalı Hopf osilatörlü bir geri besleme yapısı kullanır [6, 11]. Bir başka uygulamada Hopf uyarlama mekanizması, bacaklı bir robot sisteminin rezonans frekansını bulmak için kullanılır [12]. Bir diğer uygulamada ise lineer olmayan dinamik sistem kullanılarak, bir işaretin frekans spektrumunu elde edecek yeni bir metot geliştirilmiştir [2].

Gerçeklemeleri zor olduğu halde doğrusal olmayan osilatörlerin bu sıklıkta inceleniyor ve kullanılıyor olmalarının nedeni, dinamik yapıları sayesinde dışarıdan uygulanan bir işarete yada başka bir osilatöre senkronize olabilme yetenekleridir. Ancak bu tarz osilatörlerin senkronizasyon aralıkları sınırlıdır ve senkronizasyon için parametreleri uygun değerlere ayarlamak her zaman kolay olmamaktadır. Genelde senkronizasyon aralığı, kuplajın derecesi veya dışardan uygulanan işaretle osilatörün işareti arasındaki frekans farkı gibi birden çok parametreye bağlıdır. Son yıllarda yapılan bazı çalışmalar, osilatör parametrelerine bazı eklemeler yaparak, ana işaretin dışardan uygulanan işarete kilitlenmesinin kolaylaştırılabileceğini göstermiştir, dolayısıyla yukarıda belirtilen senkronizasyon sınırlamalarının üstesinden gelinmiştir. Örneğin [3] nolu kaynakta doğru uyarlama (öğrenme) koşullarında dışardan uygulanan işarete, kendi işaretini uyarlayan yeni doğrusal olmayan bir osilatör tasarlanmıştır. Tasarlanan bu yeni osilatör dışardan uygulanan işaretin frekansını öğrenir ve kendi osilatör işaretinin frekansını bu öğrendiği frekansa uyarlar. Tüm bu uyarlama işlemleri herhangi bir işaret işleme işlemi gerektirmeden sistemin kendi dinamiği içinde gerçekleşir.

1.1 Frekans Uyarlamalı Sistemler

Frekans uyarlamalı osilatörlerde uyarlama (öğrenme) işlemi dinamik sistemin yapısı sayesinde doğal olarak gerçekleşir, herhangi bir işaret işleme adımı uygulanmasını gerektirmez. Frekans öğrenme işlemi, osilatörün model denklemlerine eklenen bir uyarlama kuralı sayesinde gerçekleşmektedir. Bu uyarlama kuralı kolaylıkla genelleştirilebilen ve birçok osilatöre uygulanabilen bir yapıya sahiptir. Uyarlama kuralının en temel özelliği, osilatörün uygulanan herhangi bir periyodik işaretin frekansına dinamik bir şekilde ve herhangi bir işaret işleme adımı gerektirmeden kilitlenebilmesidir. Bütün işlem uyarlamalı osilatörün dinamik yapısı sayesinde gerçekleşir. Bu, osilatörün kendi frekansını uygulanan başka bir işaretin frekansına uyarlaması demektir.

Aşağıda, F işareti uygulanmış bir osilatörün, genel denklemi verilmiştir.

$$\begin{aligned}\dot{x} &= f(x, y, \omega) + \varepsilon F \\ \dot{y} &= f(x, y, \omega)\end{aligned}\tag{1.1}$$

Denklemdaki x ve y durum denklem parametrelerini, ω parametresi ise osilatörün frekansını belirleyen parametredir ve uyarlama kuralı bu parametre üzerine aşağıdaki denklemde verildiği gibi kurulur :

$$\dot{\omega} = \pm \varepsilon F \frac{y}{\sqrt{x^2 + y^2}}\tag{1.2}$$

(1.2) bağıntısıyla verilen denklemin sağ tarafındaki parametrenin işareti limit çevrimin dönme yönüne bağlı olarak değişir. Ayrıca (1.2) bağıntısıyla verilen bu kural birçok osilatörde uygulanabilen genel bir uyarlama kuralıdır [1].

1.2 Tez Organizasyonu

Daha önce Hopf osilatör için gerçekleştirilen [3] bu işlem ve devre yapısı kaynak bağlamalı osilatör üzerinde denenmiş, bilgisayar benzetim programları yardımıyla devre gerçekleştirmesi yapılmış ve elde edilen sonuçlar karşılaştırmalı olarak verilmiştir.

Bu tezde, yukarıda belirtilen uyarlama kuralının nasıl oluşturulduğu, uyarlama işleminin doğrusal olmayan osilatörlerde nasıl gerçekleştiği ile ilgili bilgiler verilmiş, bu alanda yayınlanan tezlerden alıntılar yapılmış ve Hopf osilatör baz alınarak uyarlama işleminin dinamiği incelenmiştir.

Daha sonra incelenen bu frekans uyarlama işlemini gerçekleştirmek üzere kaynak bağlamalı osilatör devresi önerilmiştir. Kaynak bağlamalı osilatörün sinüzoidal kipte çalıştırılması, devre denklemlerinin çıkarılması, uyarlama kuralının kaynak bağlamalı osilatöre eklenmesi gibi konular incelenmiştir. Bununla beraber uyarlama kuralı eklenen kaynak bağlamalı osilatör yapısının bağıntıları MATLAB benzetim programı yardımıyla denenmiş ve uyarlama kuralının çalışması test edilmiştir.

Tezin beşinci bölümünde bir sayısal analiz programı yardımıyla çözümleri elde edilmiş olan osilatörün, model denklemlerini gerçekleyen bir frekans uyarlamalı kaynak bağlamalı osilatör devresi önerilmiş ve PSpice benzetim programı yardımıyla bu devrenin benzetimleri yapılmıştır. Son bölümde elde edilen karşılaştırmalı sonuçlar detaylı olarak incelenmiştir.

2. OSİLATÖRLERDE FREKANS UYARLAMA KAVRAMI

Doğrusal olmayan osilatörlerde frekans uyarlama işlemi faz kilitlemesi ilkesinden yola çıkılarak oluşturulan bir uyarlama (öğrenme) şeklidir. Osilatörlerde dışardan uygulanan işaret, osilatörün fazının kaymasına ve uygulanan işaretin fazına kilitlemesine yol açar. Bu duruma *faz kilitleme davranışı* adı verilir [1]. Bu davranış doğrusal olmayan osilatörlerde, frekansa ilişkin parametrenin yeni bir durum değişkeni olarak tanımlanması ve bu yeni durum değişkenine bir uyarlama kuralı olarak eklenmesi ile elde edilir. Bu sayede faz kilitleme işlemi frekans uyarlama işlemine dönüştürülmektedir.

2.1 Hopf Osilatöründe Frekans Uyarlama

Hopf osilatörünün dinamik denklemi aşağıda verildiği gibidir.

$$\begin{aligned}\dot{x} &= \left(\mu - (x^2 + y^2) \right) x + \omega y + \varepsilon F \\ \dot{y} &= \left(\mu - (x^2 + y^2) \right) y - \omega x\end{aligned}\tag{2.1}$$

x ve y osilatörün durum parametrelerini, ω parametresi osilatörün esas frekansını, F parametresi ise eğer var ise dışardan uygulanan işareti simgelemektedir.

Bu durumda, osilatöre herhangi bir işaret uygulanmadığı sürece ($\varepsilon = 0$) osilatör ω frekansında salınacaktır. F işareti uygulanmadığı sürece sistem, yarıçapı $r = \sqrt{\mu}$ ve frekansı ω olan bir limit çevrim çizecektir. Osilatörün frekansına yakın bir F işareti uygulandığında ise ($\varepsilon > 0$) sistemin genel davranışı değişmeyecek limit çevrimdeki faz noktası yer değiştirecektir. Bu ise limit çevrimin sabit kaldığı, sadece formunun ve zaman oranının değiştiği anlamına gelir [3].

(2.1) bağıntısı ile verilen denklemleri $x = r \cos \phi$ ve $y = r \sin \phi$ değişken dönüşümlerini kullanarak kutupsal biçimde yazdığımızda,

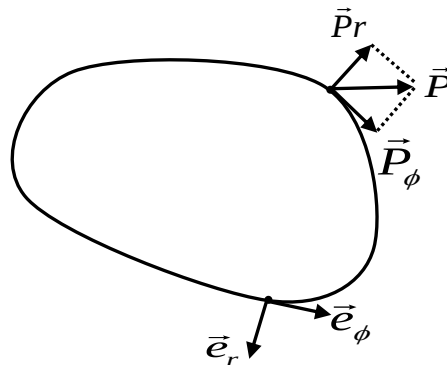
$$\begin{aligned}\dot{r} &= \left(\mu - r^2 \right) r + \varepsilon F \cos \phi \\ \dot{\phi} &= \omega - \frac{\varepsilon}{r} F \sin \phi\end{aligned}\tag{2.2}$$

Denklemlerini elde ederiz.

Limit çevrimdeki faz noktasına dışarıdan bir F işareti uygulandığında, limit çevrimin kararlı olması nedeniyle çözümün genliğinde önemli bir değişiklik olmayacaktır. Ancak uygulanan F işareti herhangi bir (r, ϕ) noktasında limit çevrime teğet ise, osilatörün fazında önemli bir kaymaya neden olacaktır. Ancak bu işaret limit çevrime dik ise, çözümünde osilatörün fazında bir değişiklik olmayacaktır. Dolayısıyla dışardan limit çevrime teğet olarak uygulanan F işareti osilatörün fazını değiştirir. Osilatör işaretinin fazını, dışardan uygulanan işaretin fazına kilitleyen bu duruma faz kilitlemesi denir. Bir başka deyişle, bu durumda osilasyon dışarıdan uygulanan işarete senkronize olmuştur. Uygulanan işaret ile esas osilasyon frekansı arasında faz kilitlemesi işlemini sağlayacak olan maksimum fark, eşleşme (kuplaj, faz kilitlemesi) gücüne bağlıdır. Yüksek eşleşme gücü ana frekansın oldukça dışında kalan işaretlerde bile eşleşme işlemini gerçekleştirebilir. Bu sınırların dışında bir işaret uygulandığında osilatörde bozulma meydana gelir fakat eşleşme işlemi gerçekleşmez, yani osilatör sinyalinin fazı uygulanan işaretin fazına kilitlenmez.

Bu bağlamda, frekans uyarlama kuralını oluşturabilmek için limit çevrimleri faz uzayı gösteriminde incelemek faydalı olacaktır. Bu uzaydaki herhangi bir bozunum (pertürbasyon) bir vektör ile gösterilebilir ($\vec{P}$).

Bozunumların faz üzerine etkilerini anlayabilmek amacıyla, Şekil-2.1’de verildiği gibi merkezi limit çevrim üzerindeki faz noktası olan bir koordinat sistemi düşünelim. Bu koordinat sisteminde limit çevrime dik olan vektörlerin baz vektörüne $\vec{e}_r$, teğet olan vektörlerin baz vektörüne ise $\vec{e}_\phi$ diyelim. Bu koordinat sistemi, faz noktasının limit çevrimdeki durumuna göre konumlanacaktır, yani faz noktası hareket ettikçe koordinat sistemi de hareket edecektir.



Şekil 2.1 : Limit çevrim üzerinde vektörlerin gösterimi [1]

Daha öncede belirtildiği gibi limit çevrim sistemlerinin kararlılık özelliğinden dolayı, bozunumlar osilatörün sadece fazına etki ederler. Limit çevrimin yakın komşuluğundaki bozunumlardan limit çevrime teğet olanlar osilatörün fazına etki ederken, dik olan bozunumların faza etkisi yoktur. Herhangi bir bozunumun($\vec{P}$) limit çevrime teğet etkisi (faz noktasını kaydırabilecek olan bozunum)

$$P_\phi = \vec{P} \cdot \vec{e}_\phi \quad (2.3)$$

olarak verilebilir.

Uygulanan bozunuma ve osilatörün durumuna göre, bozunum; faz noktasını hızlandırmak yada yavaşlatmak yönünde etki yapacaktır. Eğer uygulanan işaret periyodik ise, bozunum faz noktasını frekanstaki farka göre ortalama bir değerde hızlandıracak yada yavaşlatacaktır. Bozunum işaretinin frekansı ile osilatörün frekansı birbirine yakınsa faz kilitleme olayı yaşanır. Aynı etki osilatörün frekans değişkenine bir kural olarak eklenirse, bu kural osilatörün frekansını dışardan uygulanan işaretin frekansına eşitleyecektir ki bu durumda da *frekans uyarlama* işlemi gerçekleştirilmiş olur [1].

(2.2) bağıntısında kutupsal koordinat sisteminde verilen Hopf osilatör denklemlerini aşağıya yazarak tekrar inceleyelim.

$$\begin{aligned} \dot{r} &= (\mu - r^2)r + \varepsilon F \cos \phi \\ \dot{\phi} &= \omega - \frac{\varepsilon}{r} F \sin \phi \end{aligned} \quad (2.4)$$

Bu denklemlerde fazdaki değişimin, yani (2.3) bağıntısında belirttiğimiz faz noktasını değiştirebilecek bozunumun

$$P_\phi = \frac{\varepsilon}{r} F \sin \phi \quad (2.5)$$

olduğu görülmektedir. Frekans uyarlama işlemini gerçekleştirebilmek için, Hopf osilatör denklemlerinin frekans parametresi yeni bir durum denklemi olarak yazılmalı ve fazdaki bu değişimle ilişkilendirilmelidir. Fazdaki bu değişimi (2.1) bağıntısında verilen denklemlerdeki frekans parametresine bir kural olarak eklersek, aşağıdaki bağıntıda verilen denklemi elde etmiş oluruz.

$$\dot{\omega} = \varepsilon F \sin \phi \quad (2.6)$$

(2.6) bağıntısındaki bu denklemi kartezyen koordinat sisteminde yeniden yazarsak,

$$\dot{\omega} = \varepsilon F \frac{y}{\sqrt{x^2 + y^2}} \quad (2.7)$$

bağıntısı elde edilir. Burada r katsayısı, uyarlama kuralının sistemin genlik değeriyle orantılı olmaması açısından silinmiş ve (2.7) bağıntısındaki denklem yeni bir durum denklemi olarak osilatör denklemlerine eklenmiştir. Bu durumda dışardan uygulanacak olan işareti F olarak alırsak, uyarlamalı Hopf osilatörün yeni denklemleri

$$\begin{aligned} \dot{x} &= \left(\mu - (x^2 + y^2) \right) x + \omega y + \varepsilon F \\ \dot{y} &= \left(\mu - (x^2 + y^2) \right) y - \omega x \\ \dot{\omega} &= \varepsilon F \frac{y}{\sqrt{x^2 + y^2}} \end{aligned} \quad (2.8)$$

şeklinde olacaktır. Denklem bu haliyle şunu ifade eder; Hopf osilatörü dışardan herhangi bir işaret uygulanmadığı sürece ω açısal frekansıyla salınacaktır. Dışardan bu frekans değerine yakın bir sinüs işareti uygulandığında osilatörün frekansı uygulanan bu işarete yakınsayacak ve bir süre sonra bu frekansa kilitlenecektir.

Fakat (2.8) bağıntısıyla verilen denklemde bulunan doğrusal olmayan parametreler, devrenin gerçekleşme işlemini zorlaştırdığından dolayı, bu parametrelerin sadeleştirilmesi için $x^2 + y^2 = \mu$ olan bir limit çevrim yerine $|x| + |y| = \sqrt{\mu}$ olan bir limit çevrim önerilmiştir [3]. Limit çevrimde uyarlama (öğrenme) kuvvetini oluşturacak olan bozunum daha önceden de belirtildiği gibi teğet olan eleman olacaktır. Şekil-2.2’de belirtilen yaklaşımla

$$\text{sign}(y) \cong \frac{y}{\sqrt{x^2 + y^2}} \quad (2.9)$$

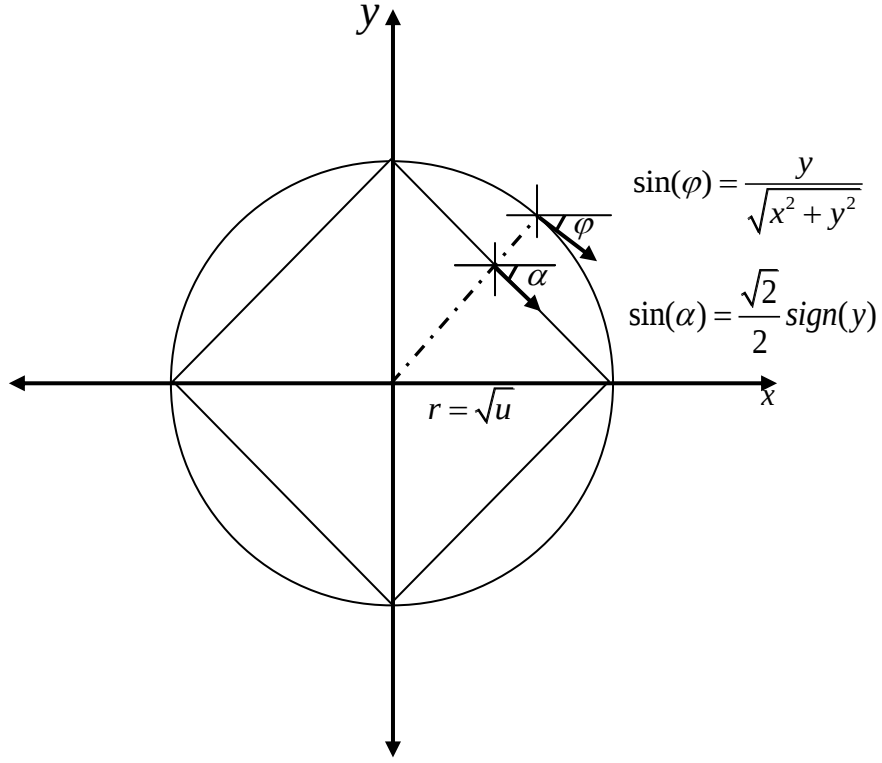
olarak gösterebiliriz. Bu yaklaşımla uyarlama kuralı

$$\dot{\omega} = KF \frac{y}{\sqrt{x^2 + y^2}} \quad (2.10)$$

yerine,

$$\dot{\omega} = KF \text{sign}(y) \quad (2.11)$$

olacaktır [3].



Şekil 2.2 : Limit çevrimde parçalı-doğrusal yaklaşım [3]

Bu sadeleştirme işlemi ile uyarlama kuralı eklenmiş Hopf osilatörün yeni dinamik denklemi,

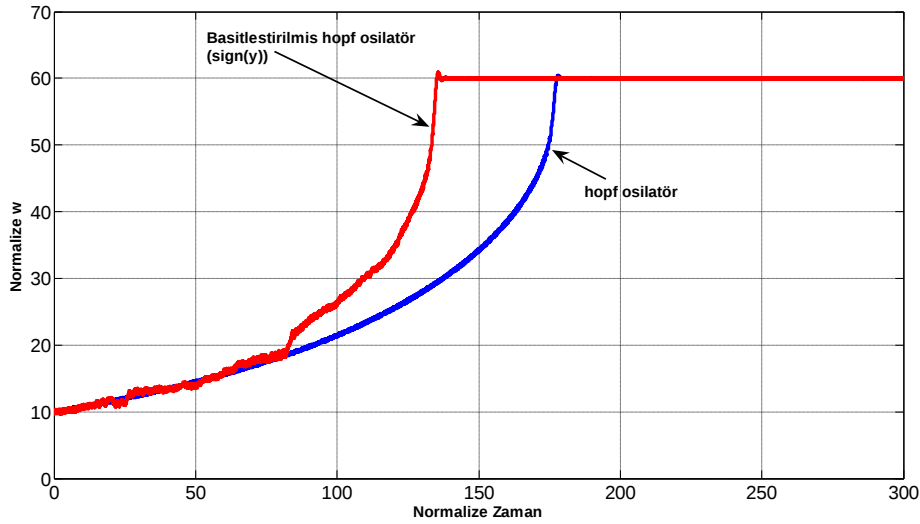
$$\begin{aligned}\dot{x} &= \left(\mu - (|x| + |y|) \right) x + \omega y + KI(t) \\ \dot{y} &= \left(\mu - (|x| + |y|) \right) y - \omega x \\ \dot{\omega} &= KI(t) \text{sign}(y)\end{aligned}\tag{2.12}$$

şeklinde olur. x , y , ω durum denklemlerinin parametrelerini, $I(t)$ dışardan uygulanan işareti, K ise uygulanan işaretin kuplaj çarpanını göstermektedir. (2.12) bağıntısındaki uyarlama kuralını gerçeklemek, (2.8) bağıntısındaki duruma göre daha kolay olacaktır, çünkü (2.8) bağıntısında frekans parametresine bağlı olan yeni durum denklemi karmaşık doğrusal olmayan bir terim içermektedir $\left(\frac{y}{\sqrt{x^2 + y^2}} \right)$.

Oysa (2.12) bağıntısı ile verilen denklemde frekans parametresi ω , y değişkeninin işaret fonksiyonuna bağlı olarak değişmektedir. Bu basitleştirme işlemine rağmen, osilatörün (2.8) bağıntısındaki duruma göre dışardan uygulanan işaretin frekansına daha hızlı kilitlendiği görülmüştür. Sadeleştirilmiş (2.12) bağıntısıyla verilen

denklemin, (2.8) bağıntısındaki denkleme göre daha hızlı öğrendiği ve yakınsadığı değerde de hiçbir farklılık olmadığı aşağıda verilen benzetimde incelenmiştir.

Bu benzetimde, (2.8) bağıntısındaki Hopf osilatör denklemi ile (2.12) bağıntısındaki sadeleştirilmiş Hopf osilatör denklemi MATLAB benzetim programında $x(0) = 1$, $y(0) = 0$, $\omega(0) = 10$, $K = 10$ ve $\omega_s = 60$ (dışardan uygulanan işaretin açısal frekansı) değerleriyle çözülmüş ve elde edilen sonuç Şekil-2.3'te verilmiştir.



Şekil 2.3 : (2.8) ve (2.12) bağıntılarının frekans yakınsama karşılaştırması

Benzetim sonucunda da net bir şekilde görüldüğü gibi osilatör işaretleri dışardan uygulanan ω_s değerine yakınsamış, fakat kırmızı ile gösterilen basitleştirilmiş Hopf osilatör bağıntısı, (2.8) bağıntısı ile verilen Hopf osilatör denklemine göre daha hızlı uyarlanmıştır. Gerçeklenmesinin daha kolay olması ve uyarlanma hızının artmış olması sebebiyle üçüncü durum denklemi oluşturulurken basitleştirme işlemi kullanılacaktır.

Öte yandan, benzetimler sonucunda büyük K değerleri için, öğrenme sürecinin hızlandığı görülebilir [3]. Uyarlamalı osilatörlerde ki en önemli özelliklerden biri uygulanan işaretin bir süre sonra çekilmesi halinde bile sistemin kilitlemediği frekansta salınmaya devam etmesidir.

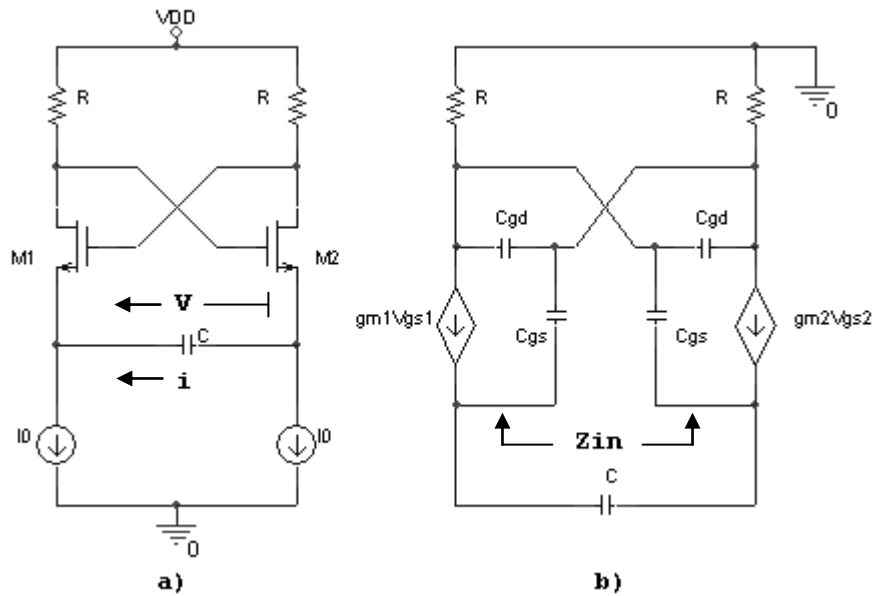
Hopf osilatör için tanımlanan bu uyarlama kuralı Rössler osilatöründe, FitzHugh-Nagumo osilatöründe, Van Der Pol osilatöründe ve Rayleigh osilatöründe denenmiş ve başarılı sonuçlar vermiştir [1].

Bir çok osilatöre uygulanan bu öğrenme kuralı yapısı, bu tezde kaynak bağlamalı osilatör yapısının denklemlerine uygulanmış, elde edilen yeni denklem yapısı MATLAB benzetim programı yardımıyla denenmiş ve Hopf osilatörle karşılaştırılmıştır. Yapılan karşılaştırmaların sonucunda gerçekleşmesi uygun bulunan uyarlama kuralı eklenmiş kaynak bağlamalı osilatör devresi PSpice benzetim programı yardımıyla gerçekleştirilmiş ve elde edilen benzetim sonuçları verilmiştir.

3. KAYNAK BAĞLAMALI OSİLATÖR

Kaynak bağlamalı osilatörler (KBO) daha çok faz kilitleme sistemlerinde gerilim kontrollü osilatör olarak, yüksek frekanslarda kare dalga üretici olarak, akım kontrollü osilatör olarak [8] ve aynı zamanda bir çok ikinci derece doğrusal olmayan osilatörlerin için de güç tüketimini azaltmak amaçlı [13] kullanılmışlardır.

Kaynak bağlamalı osilatör, yapısında herhangi bir endüktans elemanı olmamasına rağmen, ikinci derece LC osilatörü gibi çalışmaktadır. Şekil-3.1a'da görülen savakları çapraz bağlanmış transistor çifti, aktif endüktans eşdeğeri gibi davranmakta olup, bunların kaynak uçlarından görülen empedans fonksiyonu seri rezonans devresininkine eşdeğerdir [8].



Şekil 3.1 : Kaynak bağlamalı osilatör yapısı [7]

Şekil-3.1b'de kaynak bağlamalı osilatörün küçük işaret eşdeğer devresi gösterilmiştir. Sistem osilasyona $g_{m1} = g_{m2} = g_{m0} = \sqrt{2\mu C_{ox}(W/L)I_0}$ eşitlik noktasında başlar ve osilasyon frekansı,

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m0}}{2RC(C_{gs} + 4C_{gd})}} \text{ 'dir } (C \gg C_{gd}) \text{ [7].}$$

3.1 Kaynak Bağlamalı Osilatörün Sinüzoidal Çalışma Kipi

Şekil-3.1b'deki devre M_1 ve M_2 transistorlarının küçük işaret yüksek frekans modellerinden elde edilmiştir. $\tau_{gs} = g_m^{-1}C_{gs}$ ve $\tau_{gd} = 4RC_{gd}$ şeklinde yeni değişkenler tanımlanırsa, devrenin eşdeğer giriş empedans fonksiyonu

$$Z(s) = \frac{v}{i} = 2 \frac{(g_m^{-1} - R) + sRg_m^{-1}(C_{gs} + 4C_{gd})}{(1 + s\tau_{gs})(1 + s\tau_{gd})} \quad (3.1)$$

şeklinde olmaktadır.

$\omega \ll \tau_{gs}^{-1}$ ve $\omega \ll \tau_{gd}^{-1}$ olduğundan, (3.1) ifadesini aşağıdaki gibi basitleştirmek mümkündür:

$$Z(s) = 2(g_m^{-1} - R) + 2sRg_m^{-1}(C_{gs} + 4C_{gd}). \quad (3.2)$$

Genel olarak bir empedansı frekans düzleminde aşağıdaki gibi tanımlayabiliriz:

$$Z(w) = R_e + jwL_e. \quad (3.3)$$

Bu durumda,

$$\begin{aligned} R_e &= 2(g_m^{-1} - R) \\ L_e &= 2Rg_m^{-1}(C_{gs} + 4C_{gd}) \end{aligned} \quad (3.4)$$

olacaktır. Eğer $R = g_m^{-1}$ ve $C \gg C_{gs}$, $C \gg C_{gd}$ olursa, sistem sinüs osilatörü olarak çalışacaktır ki bu durumda osilasyon frekansı da

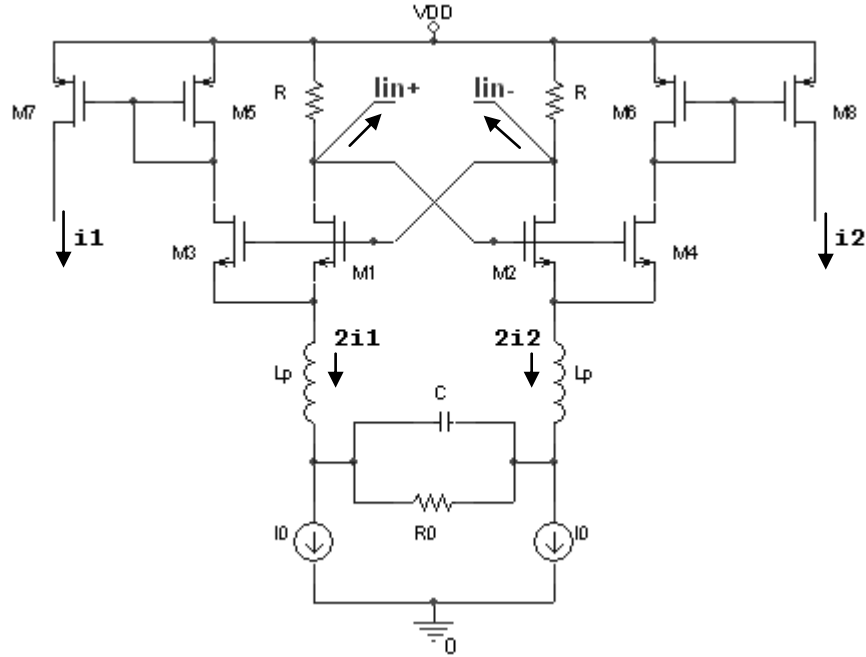
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad (3.5)$$

olarak verilebilmektedir [8].

3.2 Kaynak Bağlamalı Osilatör Yapısı

Kaynak bağlamalı osilatör yapısı kullanılarak, frekans uyarlama işlemini gerçekleştirmek üzere Şekil-3.2'deki gibi akımları dışarı alınabilen bir yapı elde edilmiştir. Devrenin durum denklemlerinin çıkarılışı sırasında atılan adımların takip edilmesini kolaylaştırmak amacıyla, devre şemasında transistor çiftinin kaynak

uçlarından görülen eşdeğer endüktanslar da ayrı bir eleman olarak gösterilmiştir. Osilatörün çalışma prensibi Şekil-3.1’de verilen yapı ile aynıdır.



Şekil 3.2 : Önerilen kaynak bağlamalı osilatör yapısı

$i_1 - i_2 = i$, $i_1 + i_2 = I_0$, $V_{GS1} = \sqrt{\frac{2i_1}{\beta}} + V_{TH}$ ve $V_{GS2} = \sqrt{\frac{2i_2}{\beta}} + V_{TH}$ eşitliklerinden yola çıkarak osilatörün denklemlerini çıkarırsak, direnç ve endüktans bağlı olan kollardaki gerilimler I_{in}^+ ve I_{in}^- dışarıdan uygulanan işareti simgelemek kaydıyla, aşağıdaki denklemde yazıldığı gibi olacaktır.

$$(i_1(t) - i_2(t))R + V_{GS2} - V_{GS1} + 2L_p(\dot{i}_2(t) - \dot{i}_1(t)) - v_C(t) + (I_{in}^+ - I_{in}^-)R = 0 \quad (3.6)$$

(3.5) bağıntıyla verilen denklemi düzenlersek,

$$\frac{2L_p}{R_y^2 C} \frac{\dot{i}(t)}{I_0} = \frac{i(t)R}{I_0 R_y} - \frac{v_C(t)}{I_0 R_y} + \frac{V_{sat}}{I_0 R_y} \left(\sqrt{1 - \frac{i(t)}{I_0}} - \sqrt{1 + \frac{i(t)}{I_0}} \right) + (I_{in}^+ - I_{in}^-)R \quad (3.7)$$

bağıntısını elde ederiz. Osilatöre şuan için dışardan herhangi bir işaret uygulamadığımızdan dolayı $(I_{in}^+ - I_{in}^-)R = 0$ olacaktır. Bu durumda,

$$x = \frac{i(t)}{I_0}, y = \frac{v_C(t)}{I_0 R_y}, t_n = \frac{t}{R_y C}, V_{sat} = \sqrt{\frac{I_0}{\beta}}, a = \frac{R}{R_y}, b = \frac{V_{sat}}{I_0 R_y}, \varepsilon = \frac{2L_p}{R_y^2 C} \quad \text{eşitliklerini de}$$

hesaba kattığımızda

$$\varepsilon \dot{x} = ax - y + b(\sqrt{1-x} - \sqrt{1+x}) \quad (3.8)$$

denklemine ulaşmış oluruz.

Kondansatör üzerinden geçen akımı yazmaya çalışırsak

$$C \frac{dv_C(t)}{dt} = -\frac{v_C(t)}{R_0} - I_1 + 2i_1(t) \quad (3.9)$$

$$C \frac{dv_C(t)}{dt} = -\frac{v_C(t)}{R_0} + I_2 - 2i_2(t) \quad (3.10)$$

denklemlerine ulaşırız. Bu iki denklemi toplayıp elde edilen denklemi $1/I_0$ ile çarparsak ve $I_1 = I_2$ alacak olursak,

$$\frac{\dot{v}_C(t)}{R_y I_0} = \frac{i(t)}{I_0} - \frac{v_C(t)}{I_0 R_y} \frac{R_0}{R_y} \quad (3.11)$$

denklemini elde ederiz. Aşağıda belirtilen eşitlikleri kullanarak

$$x = \frac{i(t)}{I_0}, y = \frac{v_C(t)}{I_0 R_y}, t_n = \frac{t}{R_y C}, c = \frac{R_0}{R_y}$$

(3.11) bağıntısıyla verilen denklemi

$$\dot{y} = x - \frac{y}{c} \quad (3.12)$$

haline dönüştürebiliriz. Genelliği bozmadan, sistem denklemleri fazladan bir ϖ parametresi eklenmesiyle aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\dot{x} = \frac{ax - y + b(\sqrt{1-x} - \sqrt{1+x})}{\varepsilon} \quad (3.13)$$

$$\dot{y} = \varpi x - \frac{y}{c}$$

Burada ϖ ile gösterilen parametre, sistemin osilasyon frekansına karşı gelen bir parametre olup, uygun terime eklenerek sistemin ω osilasyon frekansının, bu parametreye bağlı olması sağlanmıştır. Bu durum aşağıda detaylı bir şekilde incelenmiştir.

(3.13) bağıntılarındaki lineer olmayan terimler için

$a=0$ denge noktasında, $\sqrt{1-x} \cong \sqrt{1-a} + \left(-\frac{1}{2\sqrt{1-a}}\right)(x-a) = 1 - \frac{x}{2}$ ve

$\sqrt{1+x} \cong \sqrt{1+a} + \left(\frac{1}{2\sqrt{1+a}}\right)(x-a) = 1 + \frac{x}{2}$ yaklaşıklıkları kullanılırsa, sistemin lineer

eşdeğeri aşağıda gibi elde edilebilir :

$$\dot{x} = \frac{ax - y + b(1 - \frac{x}{2} - 1 - \frac{x}{2})}{\varepsilon} = \frac{(a-b)x - y}{\varepsilon} \quad (3.14)$$

$$\dot{y} = \varpi x - \frac{y}{c}$$

Bu denklemlerden sisteme ilişkin Jacobian matrisi

$$J = \begin{pmatrix} \frac{\partial F_1}{\partial x} & \frac{\partial F_1}{\partial y} \\ \frac{\partial F_2}{\partial x} & \frac{\partial F_2}{\partial y} \end{pmatrix}_{x=0, y=0} = \begin{pmatrix} \frac{a-b}{\varepsilon} & -\frac{1}{\varepsilon} \\ \varpi & -\frac{1}{c} \end{pmatrix} \quad (3.15)$$

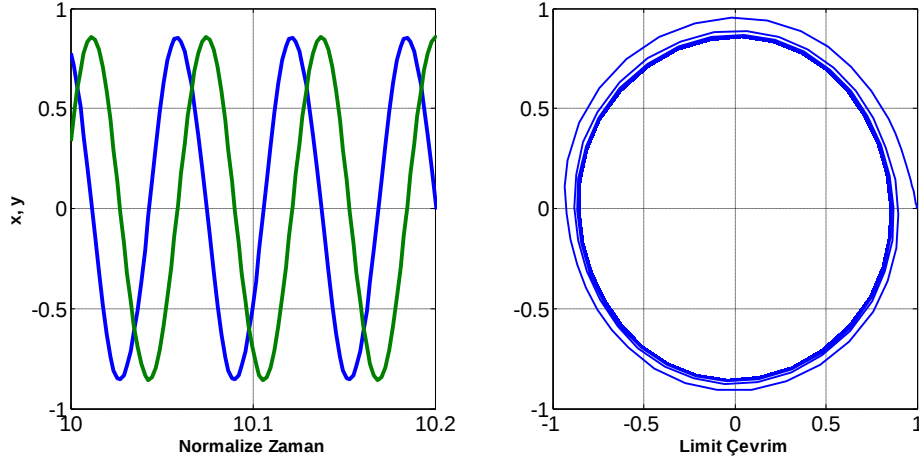
şeklinde yazılabilir ve sistemin karakteristik çok terimlisi

$$\lambda I - J = \begin{pmatrix} \lambda - \frac{a-b}{\varepsilon} & -\frac{1}{\varepsilon} \\ \varpi & \lambda + \frac{1}{c} \end{pmatrix} \quad (3.16)$$

bağıntısından

$$\det(\lambda I - J) = \lambda^2 + \lambda \left(\frac{1}{c} - \frac{a-b}{\varepsilon} \right) + \frac{\varpi}{\varepsilon} = 0 \quad (3.17)$$

şeklinde yazılabilir. Buradan özdeğerlerin $j\omega$ -eksenindeki değerleri hesaplanırsa, sistemin ω osilasyon frekansının $\sqrt{\varpi/\varepsilon}$ değerinde olacağı görülebilir. (3.17) bağıntısıyla verilen denklem ile öngörülen bu sonuç, sistem denklemlerinin MATLAB programı yardımıyla benzetimi yapılarak doğrulanmaya çalışılmıştır. (3.13) bağıntısıyla verilen kaynak bağlamalı osilatör denklemleri $a = 1$, $b = 0.9$, $c = 1$, $\varpi = 100$ ve $\varepsilon = 0.01$ koşullarında MATLAB programında çözülmüş ve elde edilen sonuçlar Şekil-3.3'te verilmiştir.



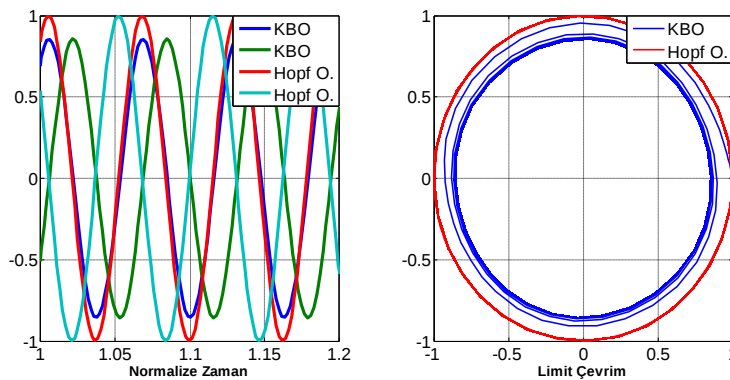
Şekil 3.3 : Kaynak bağlamalı osilatörün MATLAB çıktısı
 $(a=1, b=0.9, c=1, \varepsilon=0.01, \varpi=100)$

Şekil-3.3'te verilen benzetim çıktılarına göre ω değeri 99.97 olarak ölçülmüştür. (3.17) bağıntısıyla hesaplanan değer ise aşağıda verilmiştir.

$$\omega = \sqrt{\frac{\varpi}{\varepsilon}} = \sqrt{\frac{100}{0.01}} = 100$$

Hesaplanan ω değeri ile MATLAB programında elde edilen ω değeri örtüşmektedir.

Aşağıda, Hopf osilatörün ve kaynak bağlamalı osilatörün MATLAB benzetim sonuçları üst üste çizdirilerek Şekil-3.4'te gösterilmiştir. Şekil-3.3 ve Şekil-3.4 detaylı bir şekilde incelendiğinde iki osilatörün de istenilen frekans değerlerinde salındıkları görülmektedir.



Şekil 3.4 : Hopf osilatörün ve kaynak bağlamalı osilatörün matlab çıktıları

3.3 Frekans Uyarlamalı Kaynak Bağlamalı Osilatör Yapısı

Tıpkı Hopf osilatörde olduğu gibi uyarlama kuralını kaynak bağlamalı osilatörün frekans parametresine yeni bir durum denklemi oluşturacak şekilde eklediğimizde kaynak bağlamalı osilatörün yeni denklemleri aşağıda verildiği gibi olacaktır.

$$\begin{aligned}\dot{x} &= \frac{ax - y + b(\sqrt{1-x} - \sqrt{1+x})}{\varepsilon} + KF \\ \dot{y} &= \varpi x - \frac{y}{c} \\ \dot{\varpi} &= -KF \text{sign}(y)\end{aligned}\tag{3.18}$$

(3.18) bağıntısıyla verilen denklemde uyarlama kuralı eklenmiş kaynak bağlamalı osilatöre dışardan herhangi bir işaret uygulanmadığı sürece frekans değeri $\sqrt{\varpi/\varepsilon}$ olacak şekilde salınacaktır. Dışardan uygulanacak olan işaretin frekansını ω_s kabul edersek, osilatör kendini uygulanan işaretin frekansına kilitlediğinde sistemin osilasyon frekansı olan ω parametresi $\omega_s^2 \cdot \varepsilon$ değerine yakınsayacaktır.

Bu osilatörde uyarlama kuralının en önemli problemi ω ile yakınsayacağı gerilim arasındaki ilişkidir. Yukarıda da belirtildiği gibi pratikte ω parametresinin yakınsayacağı değere ulaşması mümkün olamamaktadır. Buda, pratikte uygulanabilecek frekans aralığını oldukça düşürmektedir. Bu durumu geliştirmek ve frekans aralığını artırmak adına frekans parametresini yeniden düzenleyebiliriz.

$$\varpi = \varpi_0 + \Delta\varpi\tag{3.19}$$

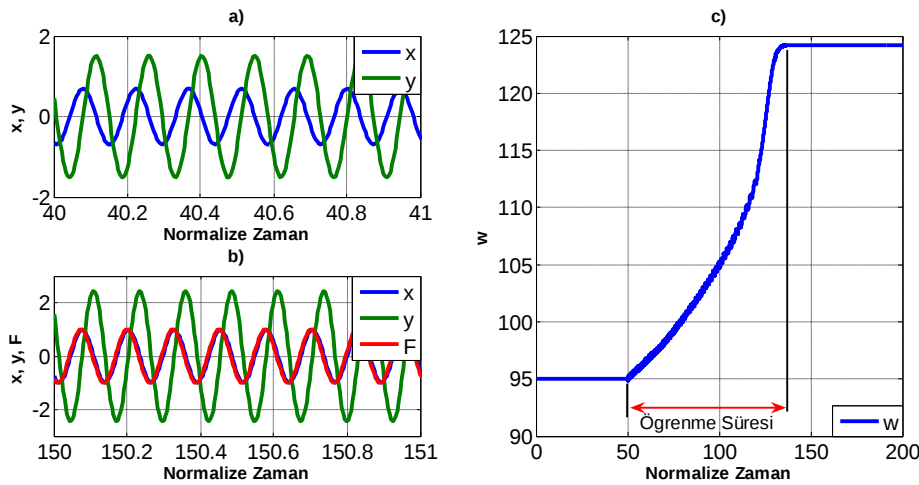
(3.19) bağıntısında verilen denkleme göre ϖ_0 parametresi denklemin ana frekans değerini temsilen eklenen parametredir, $\Delta\varpi$ parametresi ise dışarıdan uygulanan işaretin frekansına senkronize olmak için değişecek olan kısmı nitelemektedir. Bu durumda uyarlama kuralı, için eklenen yeni durum denklemi $\Delta\varpi$ parametresi üzerine kurulacaktır. Bu haliyle denklemlerdeki $\varpi_0 x$ parametresi analog bir çarpma işleminden çok bir katsayı çarpım işlemine dönüşmüştür. Bu duruma göre uyarlama kuralı eklenmiş kaynak bağlamalı osilatörün yeni denklemleri aşağıda verildiği gibi olacaktır.

$$\begin{aligned}
\dot{x} &= \frac{ax - y + b(\sqrt{1-x} - \sqrt{1+x})}{\varepsilon} + KF \\
\dot{y} &= \varpi_0 x + \Delta\varpi x - \frac{y}{c} \\
\Delta\dot{\varpi} &= -KF \text{sign}(y)
\end{aligned} \tag{3.20}$$

Başka bir deyişle, frekans değeri ϖ_0 olarak gösterilen bu osilatörün, asıl osilasyon frekansı ω_0 olacağından, dışarıdan uygulanacak olan sinyalde $\omega_0 \pm \Delta\omega$ aralığında ayarlanabilir durumda olacaktır.

3.4 Tasarlanan Osilatörün MATLAB Benzetim Sonuçları

(3.20) bağıntısı ile verilen denklem kullanılarak $a=1$, $b=0.9$, $c=1$, $\varepsilon=0.05$, $K=2$, $\varpi_0=90$, $x(0)=1$, $y(0)=0$, $\Delta\varpi(0)=5$ değerleriyle $t < 50$ iken dışarıdan herhangi bir işaret uygulanmadan, $t \geq 50$ iken dışarıdan $F = \sin(50t)$ işareti uygulanarak bir benzetim denemesi yapılmıştır. Elde edilen sonuçlar Şekil-3.5'te verilmiştir.



Şekil 3.5 : Önerilen kaynak bağlamalı osilatörün uygulanan işarete tepkisi

(3.17) bağıntısında da belirtildiği gibi sistemin osilasyon frekansı ω değerinin $\sqrt{\varpi/\varepsilon}$ değerine yakınsaması gerekmektedir.

$$\omega = \sqrt{\frac{\varpi}{\varepsilon}} = \sqrt{\frac{90}{0.05}} = 42.43$$

Şekil-3.5a'daki grafiğe göre ω , 43.43 değerindedir. Bu da hesaplanan değer ile ölçülen değerin örtüştüğünü gösterir. Uygulanan işaret eşliğinde sistemin ω

parametresinin yakınsadığı gerilim değeri ise (dışarıdan uygulanan işaretin açısal frekansı ω_s olarak alınırsa) $\omega_s^2 \cdot \varepsilon$ olmalıdır. Hesaplanan değer ile Şekil-3.5c’de ölçülen değer örtüşmektedir.

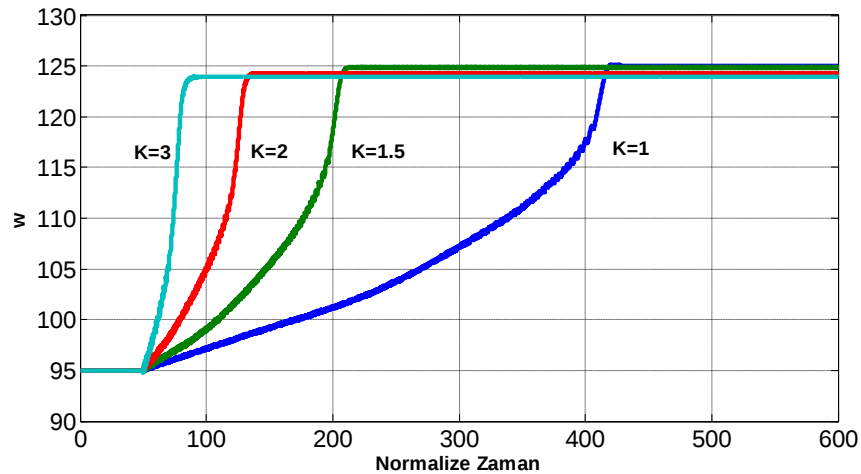
$$V\omega = 50^2 \cdot \frac{5}{100} = 125$$

$$V\omega_{ölçülen} = 124.2$$

Şekil-3.5a’da gösterildiği gibi işaret önce 43’lük açısal frekansla salınırken, b’de ki şekilde de görüldüğü gibi 150’nci normalize zamandan itibaren, uygulanan 50’lik işaretin açısal frekansına kilitlenmiş bir şekilde salınmaktadır. Bu da, frekans uyarlama işleminin başarıyla gerçekleştiğini kanıtlamaktadır.

(3.20) bağıntısında verilen K çarpanı, uyarlama kuralının eşleşme (kuplaj) gücünü yansıtmaktadır. Uyarlanma süresi K çarpanıyla ters orantılı olarak değişir. Yani K çarpanı arttıkça uyarlanma süresi azalır, sistem dışarıdan uygulanan işaretin frekansına daha çabuk kilitlenir. K katsayısını azalttıkça sistemin uyarlanma süresi artar.

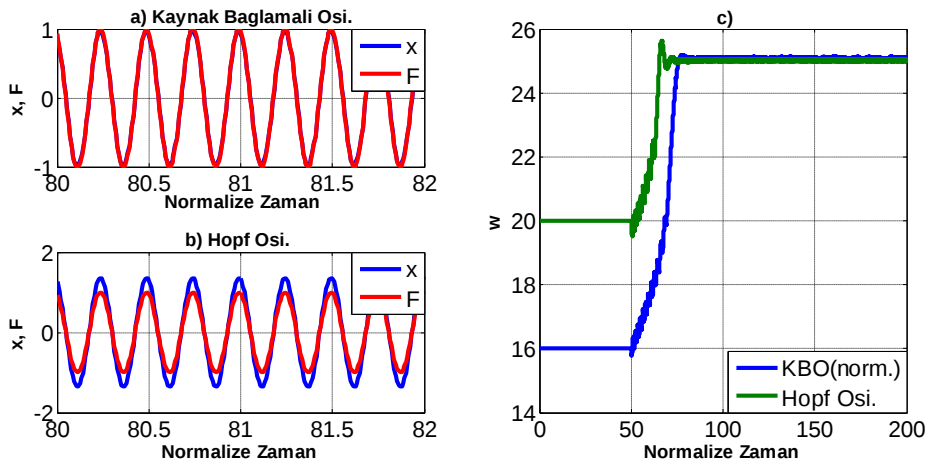
Uyarlama kuralı eklenmiş kaynak bağlamalı osilatörün denkleminde bulunan K çarpanının etkinliğini test etmek için (3.16) bağıntısı ile verilen denklem kullanılarak $a = 1$, $b = 0.9$, $c = 1$, $\varepsilon = 0.05$, $\varpi_0 = 90$, $x(0) = 1$, $y(0) = 0$, $\Delta\varpi(0) = 5$ değerleriyle $t < 50$ iken dışarıdan herhangi bir işaret uygulanmadan, $t \geq 50$ iken dışarıdan $F = \sin(50.t)$ işareti uygulanarak farklı K değerleriyle ($K = 1-1.5-2-3$) bir benzetim denemesi yapılmıştır. Elde edilen sonuçlar Şekil-3.6’da verilmiştir.



Şekil 3.6 : Önerilen KBO’nun farklı K değerleri için uygulanan işarete tepkisi

Şekil-3.6'daki grafik göstermiştir ki tıpkı 2. bölümde de belirtildiği gibi K değeri osilatörün dışardan uygulanan işaretin frekansına kilitlenme süresini etkilemektedir. K değerinin artması uyarlanma süresini azaltır yani osilatör uygulanan işaretin frekansına daha çabuk kilitlenir.

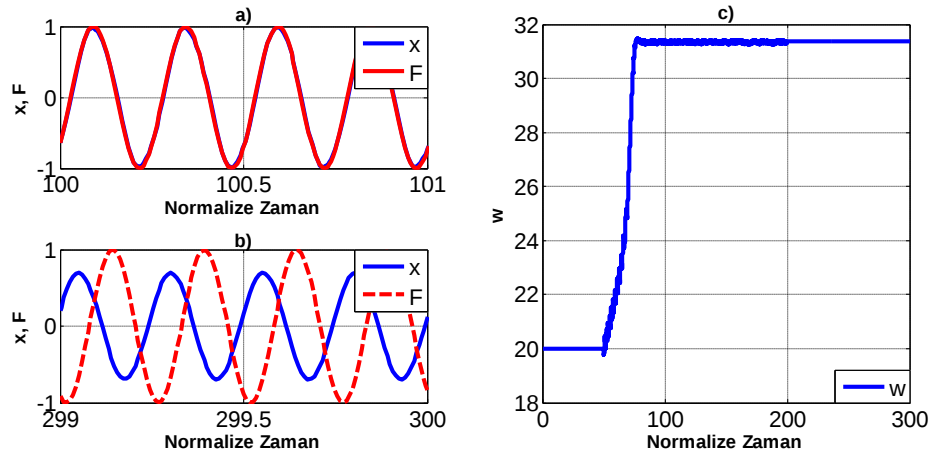
Uyarlama kuralı eklenmiş kaynak bağlamalı osilatörün Hopf osilatöre göre uyarlanma süresini ve verimliliğini test etmek için (3.16) bağıntısı ile verilen denklem ve (2.7) bağıntısı ile verilen denklem kullanılarak $\varpi_0 = 20$, $K = 2$, $\Delta\varpi(0) = 0$ değerleriyle $t < 50$ iken dışarıdan herhangi bir işaret uygulanmadan, $t \geq 50$ iken dışarıdan iki osilatöre de $F = \sin(25t)$ işareti uygulanarak bir benzetim denemesi yapılmıştır. Elde edilen sonuçlar Şekil-3.7'de verilmiştir.



Şekil 3.7 : Önerilen kaynak bağlamalı osilatörün Hopf osilatörle karşılaştırılması

Yapılan benzetime göre ω_s değeri 25 olan sinüs işareti kaynak bağlamalı osilatörün ω parametresinin 31.25'e yakınsamasına ($\omega_s^2 \cdot \varepsilon$) neden olacaktır. Hopf osilatör 25'e yakınsarken, uyarlama kuralı eklenmiş kaynak bağlamalı osilatör 31.25'e yakınsamaktadır. Şekil-3.7'de kaynak bağlamalı osilatörün yakınsadığı değer normalize edilerek verilmiştir. Hopf osilatörün ω değeri 25'e yakınsarken 31.25'e yakınsayan kaynak bağlamalı osilatörün ω değeri 1.25 ($\omega_s \cdot \varepsilon$) katsayısı ile normalize edilerek 25'e yakınsadığı gösterilmiştir. Şekil-3.7 bu haliyle incelendiğinde, osilatörlerin uyarlanma sürelerinin aşağı yukarı aynı olduğu görülmüştür. A ve b şikkındaki grafiklere bakıldığında da, farklı iki osilatördeki işaretlerin, dışarıdan uygulanan F işareti ile aynı frekansta salındıkları görülmektedir.

Önerilen kaynak bağlamalı osilatörün dışarıdan uygulanan başka bir işaretin frekansına kilitlendikten sonra işaretin çekilmesiyle hangi frekansta salınmaya devam edeceğini test etmek için (3.20) bağıntısı ile verilen denklem ve (2.12) bağıntısı ile verilen denklem kullanılarak $\varpi_0 = 20, K = 2, \Delta\varpi(0) = 0$ değerleriyle $t < 50$ iken dışarıdan herhangi bir işaret uygulanmadan, $t \geq 50$ iken dışarıdan $F = \sin(25t)$ işareti uygulanarak, normalize zaman değeri 200’de iken uygulanan işaret geri çekilerek yeni bir benzetim yapılmıştır. Elde edilen sonuçlar Şekil-3.8’de verilmiştir.



Şekil 3.8 : Uygulanan işaretin geri çekilmesi durumunda osilatörün tepkisi

Osilatör normalde olduğu gibi dışarıdan uygulanan işaretin frekansını öğrenip bu frekansta salınmaktadır. Normalize zaman değeri 200’de iken işaret çekildikten sonra, Şekil-3.8c’de de görüldüğü üzere 3. durum denklemini oluşturan ω değeri sabit kalmaktadır.

Şekil-3.8a ve Şekil-3.8b’de dışarıdan uygulanan işaret(kırmızı) ile osilatörün kendi x işareti (mavi) görülmektedir. Şekil-3.8a’da görüldüğü gibi osilatör dışarıdan uygulanan işarete kilitlendikten sonra, dışarıdan uygulanan işaret ile osilatörün kendi işareti beraber hareket etmektedirler. Dışarıdan uygulanan işaret 200’ncü normalize zamanda iken sistemden çekildikten sonra ise, uygulanan işaret ile esas işaret arasında bir faz kayması meydana gelmektedir, fakat osilatör Şekil-3.8b’de görüldüğü gibi kilitlendiği frekans değerinde salınmaya devam etmektedir.

Uyarlama kuralı eklenmiş olan kaynak bağlamalı osilatörün, uyarlanma süresi, uyarlanma aşamasından sonra işaret çekilse bile kilitlendiği frekansta salınmaya devam etmesi, tıpkı Hopf osilatörde olduğu gibi beklenen sonuçları yansıtmıştır.

4. UYARLAMALI KAYNAK BAĞLAMALI OSİLATÖRÜN GERÇEKLENMESİ

Önceki bölümlerde açıklandığı gibi, uyarlamalı osilatörün uyarlanma süresindeki iyileşme, uyarlanma süresinin K parametresi ile geniş bir aralıkta ayarlanabilmesi ve uygulanan işaretin kaldırıldığı durumda dahi osilatörün kilitlenme frekansında salınmaya devam etmesi, (3.20) bağıntısında tanımlanan sistemin yüksek başarılı bir uyarlamalı osilatör gerçekleymesinde kullanılabileceğini göstermektedir. Bu bölümde, (3.20) bağıntısı ile verilen uyarlamalı osilatör denklemlerini gerçekleyen bir elektronik devre tanıtılacaktır.

4.1 Temel Kaynak Bağlamalı Osilatör

Uyarlamalı osilatörün devre gerçekleymesinin elde edilmesinde atılacak ilk adım, uyarlama kuralı eklenmemiş kaynak bağlamalı osilatörün uygun bir şekilde, yani sinüzoidal işaret üretecek şekilde tasarlanmasıdır. Bu amaçla, (3.14) bağıntısıyla verilen denklemler aşağıda tekrar ele alınmıştır:

$$\dot{x} = \frac{ax - y + b(1 - \frac{x}{2} - 1 - \frac{x}{2})}{\varepsilon} = \frac{(a-b)x - y}{\varepsilon} .$$
$$\dot{y} = \varpi x - \frac{y}{c}$$

Bu denklemler devre değişkenleri cinsinden tekrar yazılırsa,

$$\begin{aligned} \dot{i}(t) &= i(t) \frac{R - (V_{sat} / I_0)}{2L_p} - \frac{v_C(t)}{2L_p} \\ \dot{v}_C(t) &= \frac{i(t)}{C} - \frac{v_C(t)}{CR_0} \end{aligned} \quad (4.1)$$

Bağıntılarına ulaşılır. Bu denklemlerin

$$J = \begin{pmatrix} \frac{1}{2L_p} \left(R - \frac{V_{sat}}{I_0} \right) & -\frac{1}{2L_p} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR_0} \end{pmatrix} \quad (4.2)$$

şeklinde verilebilen Jacobian matrisi kullanılarak, sisteme ilişkin karakteristik çok terimli

$$\lambda^2 + \lambda \left(\frac{1}{CR_0} - \frac{\left(R - \frac{V_{sat}}{I_0} \right)}{2L_p} \right) + \frac{1}{2L_p C} - \frac{\left(R - \frac{V_{sat}}{I_0} \right)}{2L_p CR_0} = 0 \quad (4.3)$$

şeklinde yazılabilir. (4.2) bağıntısından sistemin osilasyon koşulu

$$\frac{1}{CR_0} = \frac{\left(R - \frac{V_{sat}}{I_0} \right)}{2L_p} \quad (4.4)$$

ve osilasyon frekansı,

$$\omega_0^2 = \frac{1}{2L_p C} \left(1 - \frac{R - \frac{V_{sat}}{I_0}}{R_0} \right) \quad (4.5)$$

olarak bulunabilir. Bu denklemler yardımıyla, Şekil-3.2’de verilen devredeki elemanların değerleri çizelge-4.1’deki, kullanılan transistor boyutları Çizelge-4.2’deki gibi seçilerek, osilasyon koşulu sağlanmış ve osilatör sinüzoidal kipte çalıştırılmıştır.

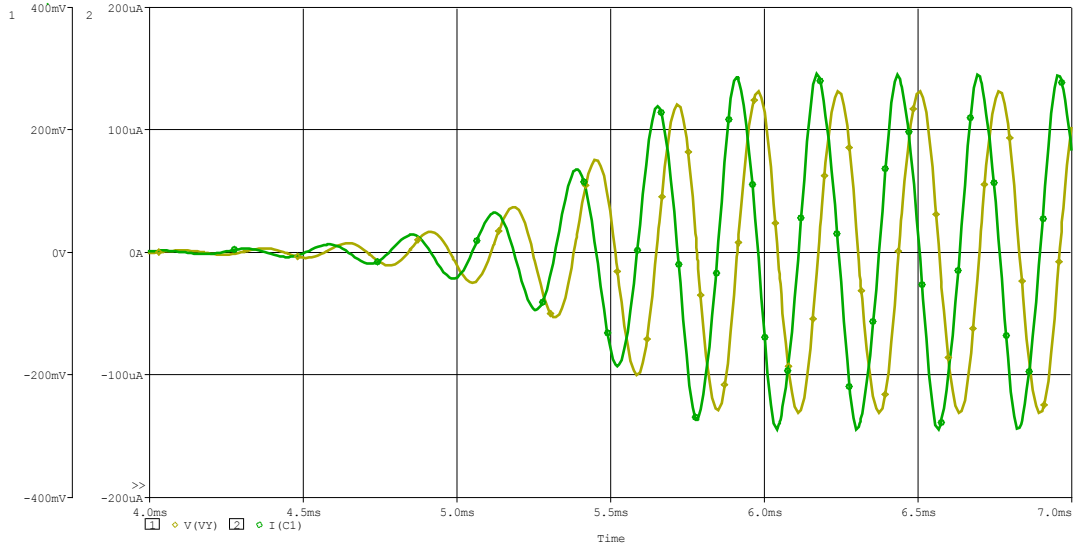
Çizelge 4.1 : Temel kaynak bağlamalı osilatörde kullanılan eleman değerleri

Eleman etiketleri	Verilen değerler
R	4.3kΩ
R ₀	7.5kΩ
C	22nF
L _p	36mH
I ₁ =I ₂	150uA

Çizelge 4.2 : Temel kaynak bağlamalı osilatörde kullanılan transistor boyutları

Transistor numaraları	W/L [μm]
M ₁ , M ₂ , M ₃ , M ₄	3.5/0.7
M ₅ , M ₆ , M ₇ , M ₈	10.5/0.7

Çizelge-4.1 ve 4.2'deki değerler kullanılarak PSpice benzetim programında kaynak bağlamalı osilatör çalıştırılmış ve elde edilen sonuçlar Şekil-4.1'de verilmiştir.



Şekil 4.1 : Temel kaynak bağlamalı osilatörün Pspice çıktısı

Elde edilen işaretin frekansı ile (4.5) bağıntısı ile verilen denklemden elde edilen frekans değeri hesaplanarak karşılaştırılmıştır. Şekil-4.1'de verilen işaretlerin osilasyon frekansları 3.8kHz'dir. (4.5) bağıntısıyla verilen denkleme göre osilasyon frekansı 3.62kHz olarak hesaplanmıştır. Ayrıca Şekil-4.1'deki işaretlerden de anlaşılacağı üzere osilatörün, sinüzoidal kipte çalıştığı görülmektedir.

Aşağıda uyarlama kuralı eklenmiş kaynak bağlamalı osilatör denklemlerinden, frekans uyarlamalı kaynak bağlamalı osilatör devresinin nasıl gerçekleştirileceği gösterilecektir.

4.2 Kaynak bağlamalı osilatörün denklemlerinin düzenlenmesi

(3.20) bağıntısı ile uyarılma kuralı eklenmiş kaynak bağlamalı osilatör denklemleri aşağıda tekrar yazılmıştır.

$$\begin{aligned}\dot{x} &= \frac{ax - y + b(\sqrt{1-x} - \sqrt{1+x})}{\varepsilon} + KF \\ \dot{y} &= \varpi_0 x + \Delta \varpi x - \frac{y}{c} \\ \Delta \dot{\varpi} &= -KF \text{sign}(y)\end{aligned}$$

Bu bağıntı ile verilen akım ve gerilim denklemlerini gerçekleyebilmek için x , y ve ω gibi parametreleri (3.8) bağıntısında yaptığımız gibi akım veya gerilime bağlı eşitlikler cinsinden yazmalıyız.

$$\begin{aligned}x &= \frac{i(t)}{I_0}, \quad y = \frac{v(t)}{I_0 R_y}, \quad \Delta \varpi = \frac{v_{\Delta \varpi}(t)}{I_0 R_y}, \quad F = \frac{v_F(t)}{I_0 R_y}, \quad \text{sign}(y) = \frac{v_{\text{sign-}y}(t)}{I_0 R_y} \\ a &= \frac{R}{R_y}, \quad b = \frac{V_{\text{sat}}}{I_0 R_y}, \quad c = \frac{R_0}{R_y}, \quad \varepsilon = \frac{2L_p}{CR_y^2}, \quad t_n = \frac{t}{CR_y}\end{aligned}$$

eşitliklerinden yola çıkarak (3.20) bağıntısındaki ilk denklemleri aşağıdaki gibi yazabiliriz.

$$\dot{x} = \frac{ax - y + b(\sqrt{1-x} - \sqrt{1+x})}{\varepsilon} + KF \quad (4.6)$$

$$\frac{2L_p}{CR_y^2} CR_y \frac{d}{dt} \frac{i(t)}{I_0} = \frac{R}{R_y} \frac{i(t)}{I_0} - \frac{v(t)}{I_0 R_y} + \frac{V_{\text{sat}}}{I_0 R_y} \left(\sqrt{1 - \frac{i(t)}{I_0}} - \sqrt{1 + \frac{i(t)}{I_0}} \right) + K \frac{2L_p}{CR_y^2} \frac{v_F(t)}{I_0 R_y} \quad (4.7)$$

$$2L_p \frac{di(t)}{dt} = i(t)R - v(t) + V_{\text{sat}} \left(\sqrt{1 - \frac{i(t)}{I_0}} - \sqrt{1 + \frac{i(t)}{I_0}} \right) + K \frac{2L_p}{CR_y^2} (v_F(t)) \quad (4.8)$$

(4.8) bağıntısıyla verilen denklemin sağ tarafındaki ilk üç terim Şekil-3.2’de gösterilen temel kaynak bağlamalı osilatör devresinin denklemdir. Son terim ise dışardan uygulanan işareti (F) göstermektedir. Kaynak bağlamalı osilatör simetrik olarak çalıştığı için tıpkı Şekil-3.2’de gösterildiği gibi dışardan uygulanacak olan işareti de simetrik olarak devreye uygulamamız gerekmektedir.

Bundan dolayı uygulanacak V_F işareti diferansiyel olarak yazılırsa, (4.8) denklemleri aşağıdaki biçime dönüşmektedir:

$$2L_p \frac{di(t)}{dt} = i(t)R - v(t) + V_{sat} \left(\sqrt{1 - \frac{i(t)}{I_0}} - \sqrt{1 + \frac{i(t)}{I_0}} \right) + \frac{KL_p}{CR_y^2} (V_F^+(t) - V_F^-(t)) \quad (4.9)$$

(4.9) bağıntısında görülen son terim, eğimi $\frac{KL_p}{CR_y^2}$ olan bir adet DO-OTA (çift çıkışlı OTA - double output operational transconductance amplifier) elemanı ile gerçekleştirilecektir.

(3.20) bağıntısıyla verilen uyarılama kuralı eklenmiş kaynak bağlamalı osilatör denkleminde ikinci durum denklemini de aynı şekilde incelersek,

$$\dot{y} = \varpi_0 x + \Delta \varpi x - \frac{y}{C} \quad (4.10)$$

$$\frac{d}{dt_n} \left(\frac{v(t)}{I_0 R_y} \right) = \varpi_0 \frac{i(t)}{I_0} + \frac{v_{\Delta \varpi}(t)}{I_0 R_y} \frac{i(t)}{I_0} - \frac{v(t)}{I_0 R_y} \frac{R_y}{R_0} \quad (4.11)$$

$$C \frac{dv(t)}{dt} = \varpi_0 i(t) + \frac{v_{\Delta \varpi}(t)}{I_0 R_y} i(t) - \frac{v(t)}{R_0} \quad (4.12)$$

denklemini elde ederiz. Uyarılama kuralı eklenmiş kaynak bağlamalı osilatörün temel denklemine, (4.12) bağıntısında da görüldüğü üzere, denklemin sağ tarafındaki ikinci terim olan $\frac{v_{\Delta \varpi}(t)}{I_0 R_y} i(t)$ terimi eklenmiştir. Bu terimi gerçekleyen devre elemanı kaynak bağlamalı osilatöre eklendiğinde ikinci durum denklemi de gerçekleşmiş olacaktır.

(3.20) bağıntısında verilen uyarılama kuralı eklenmiş kaynak bağlamalı osilatör denkleminde üçüncü durum denklemi de benzer şekilde aşağıda incelenmiştir.

$$\Delta \dot{\varpi} = -KF \text{sign}(y) \quad (4.13)$$

$$\frac{d}{dt_n} \left(\frac{v_{\Delta \varpi}(t)}{I_0 R_y} \right) = -K \frac{v_F(t)}{I_0 R_y} \frac{v_{\text{sign}_y}(t)}{I_0 R_y} \quad (4.14)$$

$$C \frac{dv_{\Delta \varpi}(t)}{dt} = -\frac{K}{I_0 R_y^2} v_F(t) v_{\text{sign}_y}(t) \quad (4.15)$$

Bu incelemelerin ardından, (4.9), (4.12) ve (4.15) bağıntılarıyla oluşturulan frekans uyarlamalı kaynak bağlamalı osilatörün denklemleri kullanılarak, Şekil-3.2’de

verilen osilatör devresinde gerekli değişikliklerin yapılmasıyla, uyarlama kuralı eklenmiş osilatör devresi gerçekleştirilebilir.

Yukarıda da açıklandığı gibi, sisteme dışardan uygulanacak işaretin, [5] nolu kaynaktan kullanıldığı gibi diferansiyel akım şeklinde olabilmesi için, devrede bir DO-OTA kullanılmasına karar verilmiştir. Bu durumda, denklemlerde gerilim boyutunda olan sinüs işareti akıma çevrilecek ve devreye iki ayrı noktadan uygulanabilecektir. 4.2 ve 4.3 altbölümlerinde bu durum detaylı bir şekilde incelenmiş ve devre gerçekleştirilmesi olarak DO-OTA ile tasarlanan bir ek devre sunulmuştur.

(4.12) bağıntısında verilen $\frac{1}{I_0 R_y} v_{\Delta\varpi}(t) i(t)$ terimi ise, bir analog çarpıcı kullanılarak

gerçeklenecektir. Analog çarpıcı devresi için Gilbert hücresi düşünülmüş altbölüm 4.5’de bu devrenin tasarımı detaylı bir şekilde incelenmiştir.

(4.15) bağıntısında görülen v_{sign_y} terimi osilatörün salınım işareti olan y ’nin ($y = v(t) / I_0 \cdot R_y$) işaret fonksiyonu olup, daha açık ifadesi aşağıda verildiği gibidir:

$$v_{sign_y}(t) = \begin{cases} -1, & y < 0 \\ 0, & y = 0 \\ 1, & y > 0 \end{cases} \quad (4.16)$$

y işareti bir sinüs işareti olduğundan dolayı devre tasarımında v_{sign_y} parametresi, bu y işaretinden karşılaştırmacı kullanılarak elde edilebilecek bir parametredir. Oluşturulan bu işaretin kullanılmasıyla, (4.15) bağıntısındaki durum denklemlerini gerçekleyen yeni bir devre elde edilebilir. Bölüm 4.6’da bu durum detaylı bir şekilde incelenmiştir.

4.3 Çift Çıkışlı Geçiş İletkenliği Kuvvetlendiricisi (DO-OTA)

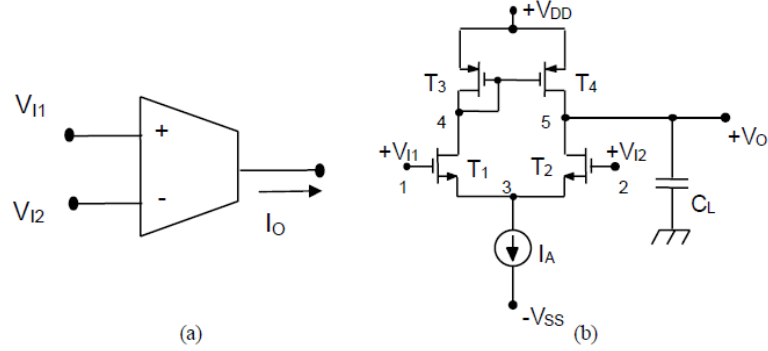
Çift çıkışlı geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi (DO-OTA), bir geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisinin (OTA) çıkış akımının evrilip fazladan ikinci bir çıkış akımı daha elde edilmesiyle oluşturulur. Çıkış empedansı yüksek olan OTA, gerilim kontrollü akım kaynağı özelliği gösterir ve tanım bağıntısı,

$$I_0 = G (V_{i1} - V_{i2}), \quad I_{i1} = I_{i2} = 0 \quad (4.17)$$

şeklinde verilmektedir. Basit bir OTA yapısı ve devre şembolü Şekil-4.2’de verilmiştir [10]. Bu devrenin alçak frekanslardaki eğimi,

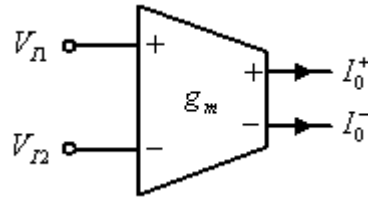
$$G = \sqrt{k_n' I_A \left(\frac{W}{L} \right)_1} \quad (4.18)$$

şeklinde verilebilir. OTA’nın eğimi I_A kutuplama akımıyla ve fark kuvvetlendiricisindeki tranzistorların boyutlarıyla orantılıdır.



Şekil 4.2 : a) OTA Devre Sembolü b) Basit CMOS OTA yapısı [10]

Şekil-4.2’de verilen yapı basit bir OTA yapısı olup, aynı yapıdan basit bir değişiklikle DO-OTA devresi de elde edilebilir. DO-OTA’nın tek farkı OTA’nın çıkış akımının evrilerek, bir başka çıkış akımının elde edilmesidir. DO-OTA’nın devre sembolü Şekil-4.3’te verilmiştir.



Şekil 4.3 : DO-OTA’nın Devre Sembolü

DO-OTA’nın tanım bağıntıları,

$$I_{i1} = I_{i2} = 0$$

$$I_0^+ = g_m (V_{I1} - V_{I2}) \quad (4.19)$$

$$I_0^- = -g_m (V_{I1} - V_{I2})$$

şeklinde verilebilir.

$$G = \frac{I_{in}^+ - I_{in}^-}{V_F^+ - V_F^-} = 20.58 \mu S \quad (4.22)$$

elde ederiz. Bu durumda önerilen çift çıkışlı DO-OTA'nın eğimi $20.58 \mu S$ olacaktır. (4.18) bağıntısıyla verilen eğim denklemine göre

$$G = 20.58 \mu S = \sqrt{k_p' \cdot I_A \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_1} = \sqrt{(6.733755E-5) \cdot I_1 \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_1} \quad (4.23)$$

$\left(\frac{W}{L}\right)_1 = 1$ alınırsa, DO-OTA'nın I_1 kutuplama akımının değeri $6.29 \mu A$ olacaktır.

DO-OTA'da kullanılan transistörlerin boyutları Çizelge-4.3'te verilmiştir.

Tüm sistemde olduğu gibi, DO-OTA elemanları da $\pm 1.5V$ ile beslenecek ve çıkış akımları Şekil-3.2'deki temel kaynak bağlamalı osilatörün I_{in}^+, I_{in}^- noktalarına bağlanacaktır.

Çizelge 4.3 : DO-OTA'da kullanılan transistörlerin boyutları

Tranzistor numaraları	W/L [μm]
M_1, M_2	0.7/0.7
$M_3, M_4, M_5, M_6, M_7, M_8, M_9, M_{10}, M_{18}, M_{19}, M_{20}, M_{21}, M_{26}, M_{27}$	7/1
$M_{11}, M_{12}, M_{13}, M_{14}, M_{16}, M_{17}, M_{22}, M_{23}, M_{24}, M_{25},$	42/1

4.5 Analog Çarpma Devresi

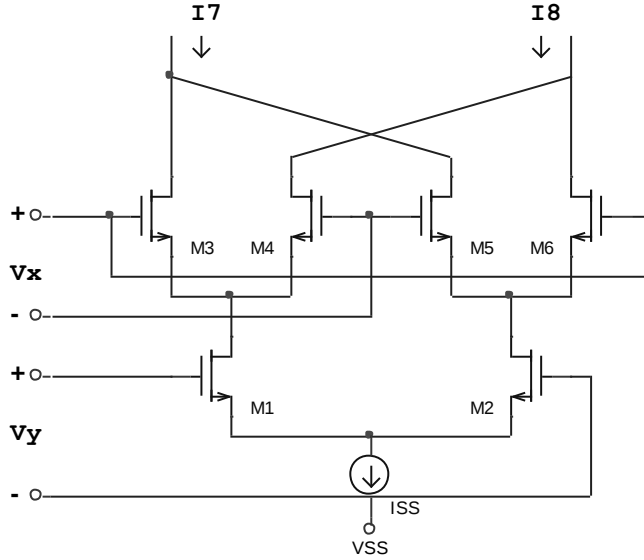
(4.12) bağıntısıyla verilen denklemde görülen $\frac{1}{I_0 R_y} v_{\Delta\varpi}(t) i(t)$ teriminin, bir adet

analog çarpma devresi kullanılarak gerçekleştirilmesi düşünülmektedir. Analog çarpma devreleri, giriş gerilimlerinin çarpımıyla orantılı çıkış gerilimi veren düzenlerdir ve gerçekledikleri giriş-çıkış ilişkisi

$$V_0 = K V_x V_y + [K_x V_y + K_y V_x + K_0] + f(V_x, V_y) \quad (4.24)$$

şeklinde verilmektedir. K büyüklüğü çarpma devresinin kazanç sabiti olarak isimlendirilir. İlk terim ideal çarpım sonucunu, ikincisi terim dengesizliği, üçüncü terim ise non-lineerliği vermektedir ki, ikinci ve üçüncü terimler ideal olmayan davranışları modellemek için verilmiştir.

Fark kuvvetlendirici yapısı CMOS tekniğinde kullanılan en basit analog çarpma hücresidir ki; bu yapı ile kurulan en yaygın çarpma hücresi MOS Gilbert hücresidir [9]. Şekil-4.5'te MOS Gilbert hücresi devresi verilmiştir.



Şekil 4.5 : MOS Gilbert hücresi

MOS Gilbert hücresinin çarpım bağıntısı aşağıda verildiği gibidir.

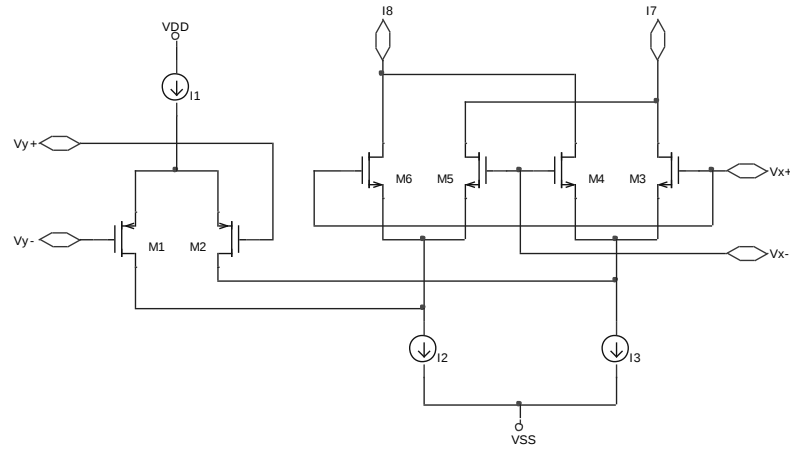
$$I_0 = \sqrt{2} \cdot K \cdot V_x \cdot V_y \quad (4.25)$$

Bu bağıntı

$$V_x \ll \left(\sqrt{\frac{I_{SS}}{K} - \frac{V_y^2}{2}} + \frac{V_y}{\sqrt{2}} \right)^2 \quad (4.26)$$

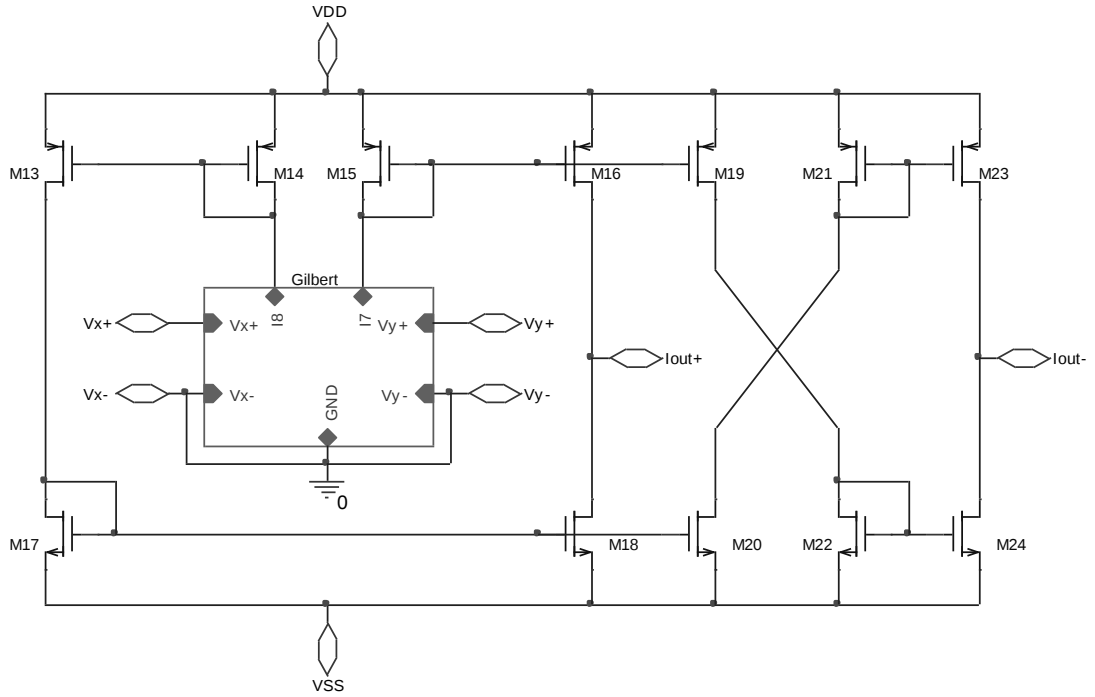
olduğu zaman geçerlidir. (4.26) bağıntısında verilen sınırların dışındaki alanda MOS Gilbert hücresi doğrusal olmayan bir davranış gösterir. Kuyruk akımlarının değerlerinin büyük tutulması, K değerinin küçültülmesi veya giriş gerilimlerinin küçük tutulması ile lineer davranış elde edilebilir. Ayrıca NMOS transistörlerden oluşan bir Gilbert hücresinde, giriş gerilimlerinden sadece birinin sükûnet değeri sıfır seviyesinde kalabilir. Transistörlerin doyma bölgesinde çalışabilmeleri için, diğer girişin de uygun bir doğru gerilim seviyesi etrafında değişmesi gerekir [10].

Bu problemi ortadan kaldırmak için, PMOS ve NMOS transistörlerden oluşan *katlanmış Gilbert hücresi* kullanımına karar verilmiştir. Şekil-4.6'da katlanmış gülbert hücresi devresi verilmiştir.



Şekil 4.6 : Katlanmış Gilbert hücresi [10]

Oluşturulacak analog çarpma devresinin çıkış akımı, bu yapıdaki I_7 ve I_8 akımlarının farkı alınarak gerçekleştirilecektir. Frekans uyarlamalı kaynak bağlamalı osilatörde bu şekilde kullanılmak üzere, katlanmış bir Gilbert hücresinin akımlarının farkını dışarı aktaran bir devre Şekil-4.7’de verildiği gibi tasarlanmıştır.



Şekil 4.7 : Analog çarpma devresi

Şekil-4.7’de verilmiş önerilen bu yapı ile Gilbert hücresinin çıkış akımlarının farkları alınarak analog çarpma devresinin I_{out+} çıkış akımı elde edilmiştir. Daha sonra bu akımın evirilmesiyle diğer çıkış akımı, I_{out-} oluşturulmuştur. Bu analog çarpma

devresi (4.12) bağıntısı ile verilen $\frac{1}{I_0 R_y} v_{\Delta\sigma}(t) i(t)$ terimini gerçeklemek amacıyla

önerilmiştir. Ele alınan bu terimde akım ve gerilim çarpımı olduğundan, buradaki akımı bir direnç yardımıyla gerilime çevirmemiz gerekmektedir. Bu durumda terim,

$$\frac{1}{I_0 R_y} v_{\Delta\sigma}(t) i(t) = \frac{1}{I_0 R_y R} v_{\Delta\sigma}(t) ((i_1(t) - i_2(t)) R)$$

şekline dönüşecektir. Dolayısıyla Şekil-4.7’de verilen analog çarpma devresinin girişlerine $v_{\Delta\sigma}(t)$ ve $(i_1(t) - i_2(t)) R$ gerilimlerini uygulayarak, çıkış akım aynalarını

ve Gilbert çarpma hücresinin çarpan katsayısını (K) $\frac{1}{I_0 R_y R}$ ’nin değerine göre

hesapladığımızda istediğimiz çarpma işlemi gerçekleşecektir.

Bu şekilde, temel kaynak bağlamalı osilatörün dışarı alınan $i_1(t)$ ve $i_2(t)$ akımları $1k\Omega$ değerli dirençler kullanılarak gerilime dönüştürülmüştür. Bu durumda $1/I_0 R_y R$ katsayı değeri 1.55m olacaktır. Gilbert hücresinde kullanılan I_1 , I_2 ve I_3 kutuplama akımlarının değerleri $100\mu A$ olarak ayarlanmış, transistorların boyutları çizelge-4.4’te verilmiştir.

Çizelge 4.4 : Analog çarpma hücresinde kullanılan transistorların boyutları

Tranzistor numaraları	W/L [um]
$M_1, M_2, M_{13}, M_{16}, M_{19}, M_{21}, M_{23}$	20/1
M_3, M_4, M_5, M_6	140/0.7
$M_{14}, M_{15}, M_{17}, M_{18}, M_{19}, M_{20}, M_{22}, M_{24}$	4/1

4.6 Uyarlamalı Durum Değişkeninin Sisteme Eklenmesi

(4.15) bağıntısında verilen yeni durum denklemi aşağıda yeniden yazılmıştır.

$$C \frac{dv_{\Delta\sigma}(t)}{dt} = -\frac{K}{I_0 R_y^2} v_F(t) v_{sign_y}(t) \quad (4.27)$$

Bu denklemi gerçekleyebilmek için y parametresinin, işaret fonksiyonu ile dışardan uygulanan giriş işaretinin çarpımına ihtiyaç vardır. Y parametresinin, işaret fonksiyonu, (4.16) bağıntısında verildiği gibi 1V, 0V ve -1V değerlerinden

oluşmaktadır. (4.16) bağıntısında verilen tanım denklemine göre Y işareti 0V değerinin üstündeyse $v_{sign_y}(t)$ 'nin değeri +1V, 0V değerinin altındaysa $v_{sign_y}(t)$ 'nin değeri -1V, 0V değerindeyse de $v_{sign_y}(t)$ 'nin değeri 0V olacaktır. Osilatör devresinde oluşan y işareti bir sinüs işareti olduğundan dolayı, bu sinüs işareti 0V gerilimine göre karşılaştırıldığında $v_{sign_y}(t)$, değeri $\pm 1V$ olan bir kare dalga olacaktır. Üçüncü durum denkleminde $v_{sign_y}(t)$ parametresine göre denklemin sonucuna bakarsak,

$v_{sign_y}(t) = 1V$ iken,

$$C \frac{dv_{\Delta\varpi}(t)}{dt} = -\frac{K}{I_0 R_y^2} v_F(t) \quad (4.28)$$

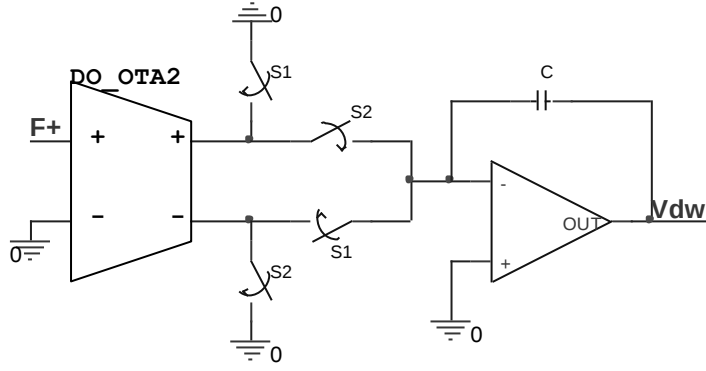
$v_{sign_y}(t) = -1V$ iken,

$$C \frac{dv_{\Delta\varpi}(t)}{dt} = \frac{K}{I_0 R_y^2} v_F(t) \quad (4.29)$$

olacaktır. (4.28) ve (4.29) bağıntılarıyla verilen denklemlere göre, $V_F(t)$ sinyalinin bir pozitif bir de negatif şekilde sisteme uygulanacağı görülmektedir. Bu durumda denklemi gerçeklemek, bir çarpma işleminden çok bir anahtarlama devresi şeklinde olacaktır.

Daha öncede belirtildiği gibi y parametresi, denklemdeki $v(t)$ ($y = v(t) / (I_0 R_y)$) işareti anlamına gelmektedir. $V(t)$ işareti de temel kaynak bağlamalı osilatörde ki (Şekil-3.1a) kondansatör üzerinde oluşan gerilimi gösterir. Bu kondansatörün bacaklarındaki gerilimler kullanılarak, (bunlara V_{Y+} ve V_{Y-} gerilimleri dersek) bir çıkarma devresi yardımıyla $V_Y = V(t)$ işareti elde edilir.

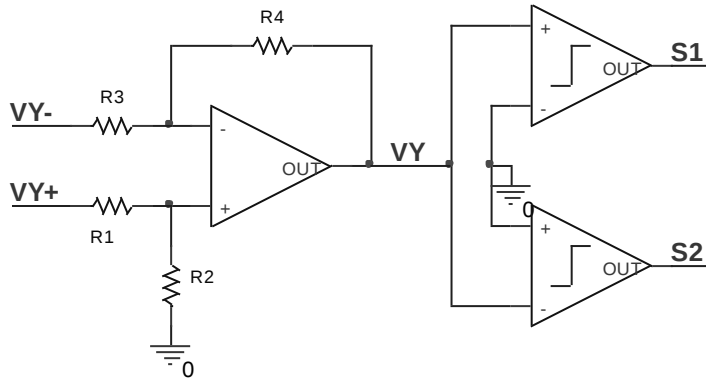
$V_F(t)$ işaretinin bir pozitif bir de negatif şekilde uygulanacağını söylemiştik, bu durumu sağlayabilmek için yine DO-OTA yapısı kullanılmıştır. Önerilen devre Şekil-4.8'de verilmiştir.



Şekil 4.8 : Üçüncü durum denklemleri devresi

Şekil-4.8’de verilen bu devrede F işareti bir DO-OTA yardımıyla akıma çevrilmiştir, oluşturulan ters yönlü akımlar $S1$ ve $S2$ anahtarları kullanılarak durum denklemini oluşturacak olan integratör yapısına girilmiştir. Bu durumda $S1$ ve $S2$ anahtarlarının biri açılırken diğeri kapanırsa, aynı şekilde biri kapanırken diğeri açılırsa $V_F(t)$ işareti tıpkı az evvel anlatıldığı gibi pozitif ve negatif olarak devreye uygulanmış olacaktır.

Bu bağlamda, anahtarların bir açılıp bir kapanmasını sağlamak üzere V_Y işaretinden, iki ayrı karşılaştırıcı devresi kullanılarak yine V_Y işaretinin $0V$ ’a göre durumuna bakılarak $1V$ ve $0V$ gerilimlerinin elde edilmesi düşünülmektedir. Bu gerilimler $S1$ ve $S2$ anahtarlarının açılıp kapanmalarını kontrol etmek için kullanılacaktır. Bu durumu gerçekleyecek olan devre Şekil-4.9’da verilmiştir.



Şekil 4.9 : Çıkarma ve karşılaştırıcı devresi

Şekil-4.9’da verilen devrenin çıkışları $S1$ ve $S2$, Şekil-4.8’deki devrenin DO-OTA’nın çıkışındaki işareti anahtarlayan $S1$ ve $S2$ anahtarlarının girişleri olarak kullanılacaktır. Bir çıkarma devresi kullanılarak V_Y işareti elde edilmiş, bu işaret kullanılarak ta $S1$ ve $S2$ çıkış gerilimleri elde edilmiştir.

Verilen çıkarma ve karşılaştırıcı devresinde, karşılaştırıcı olarak LM311 tüm devresi, işlemsel kuvvetlendirici olarak ise LM324 tüm devresi kullanılmıştır.

Şekil-4.8 ve 4.9’da verilen bu üçüncü durum denklemi devresinde, DO-OTA devresinin çıkışları akım olduğundan dolayı, zaman sabiti olarak RC devresi yerine sadece kondansatör kullanılmıştır. Bu devrede kullanılan kondansatörün değeri, zaman sabitlerinin aynı olması için, Şekil-3.2’de önerilen kaynak bağlamalı osilatör devresindeki kondansatör değeri ile aynıdır.

Üçüncü durum denklemi için önerilen devredeki DO-OTA yapısı, Şekil-4.4’te önerilen DO-OTA yapısı ile aynıdır. Aralarındaki tek fark giriş transistorlarının boyutlarındaki ve kutuplama akımlarının değerindeki farklılıktır. Herhangi bir karışıklık olmaması için bu yapıya DO-OTA2 adı verilmiştir.

Önerilen bu DO-OTA2’nin eğimini bulmak için üçüncü durum denklemine tekrar dönelim.

$$C \frac{dv_{\Delta\varnothing}(t)}{dt} = -\frac{K}{I_0 R_y^2} v_F(t) v_{sign_y}(t) \quad (4.30)$$

$V_F(t)$ sinyalini DO-OTA2 yardımıyla devreye uyguladığımız için, $\frac{K}{I_0 R_y^2}$ katsayısı

DO-OTA2’nin eğimini verecektir.

$$G = \frac{K}{I_0 R_y^2} = \frac{1}{150u(4.3k)^2} = 360uS$$

(4.10) bağıntısında verilen denklemden yola çıkarsak,

$$G = 360uS = \sqrt{k_p' I_A \left(\frac{W}{L}\right)_1} = \sqrt{(6.733755E-5) I_1 \left(\frac{W}{L}\right)_1}$$

ve $\left(\frac{W}{L}\right)_1$ oranını $\frac{18.2um}{0.7um} = 26$ alırsak, DO-OTA2’nin I_1 kutuplama akımı 74uA

olarak bulunacaktır. Bu durumda DO-OTA2’nin transistor boyutları da çizelge 4.5’te verilmiştir.

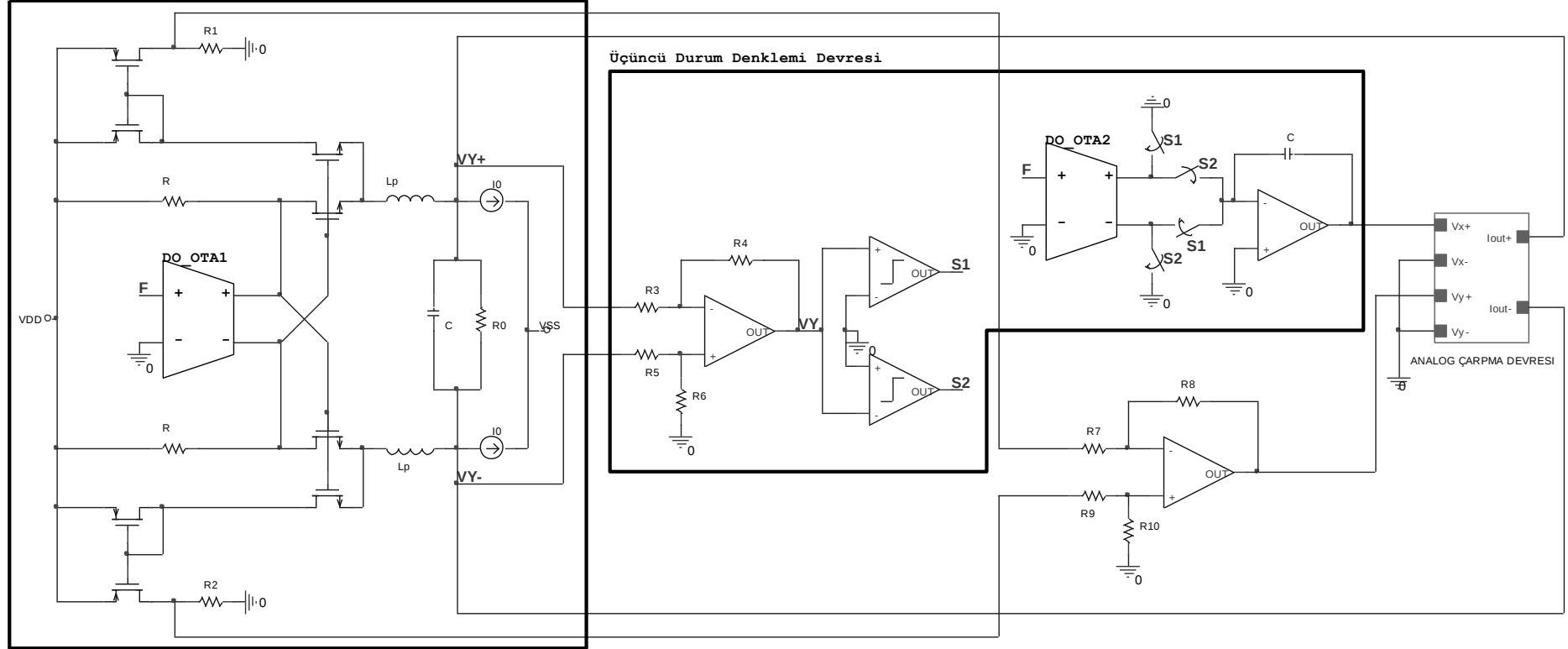
Çizelge 4.5 : DO-OTA2’de kullanılan transistörlerin boyutları

Tranzistör numaraları	W/L [um]
M ₁ , M ₂	18.2/0.7
M ₃ , M ₄ , M ₅ , M ₆ , M ₇ , M ₈ , M ₉ , M ₁₀ , M ₁₈ , M ₁₉ , M ₂₀ , M ₂₁ , M ₂₆ , M ₂₇	14/1
M ₁₁ , M ₁₂ , M ₁₃ , M ₁₄ , M ₁₆ , M ₁₇ , M ₂₂ , M ₂₃ , M ₂₄ , M ₂₅	84/1

Böylece (3.20) bağıntısında verilen uyarlama kuralı eklenmiş kaynak bağlamalı osilatör bağıntısının tüm denklemleri için bazı devreler önerilmiştir. Bu devreler temel kaynak bağlamalı osilatör devresi ile birleştirilmiş ve devrenin son hali Şekil-4.10’da verilmiştir.

Önerilen ek devrelerle, tamamlanan frekans uyarlamalı kaynak bağlamalı osilatör devresinin PSpice benzetim programı yardımıyla yapılan benzetimleri sonraki bölümde incelenmiştir.

Temel Kaynak Bağlamalı Osilatör

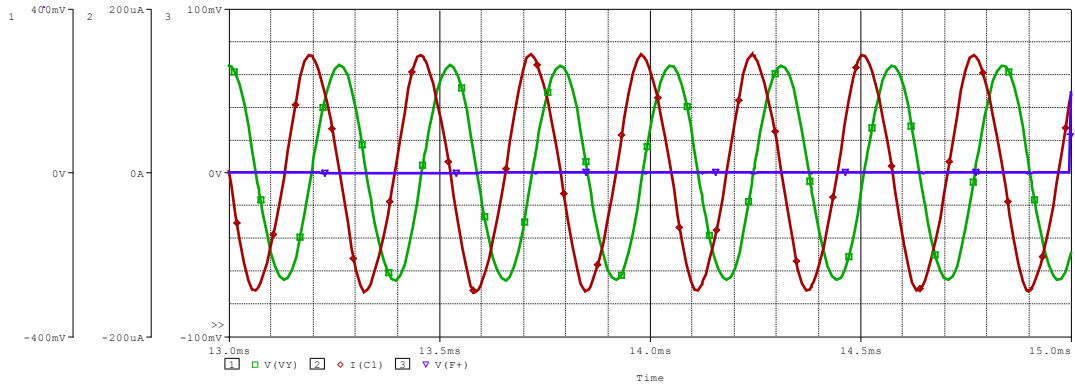


Şekil 4.10 : Frekans uyarlamalı kaynak bağlamalı osilatör devresi

5. ÖNERİLEN DEVRENİN PSPICE BENZETİMLERİ

Dördüncü bölümde tasarlanan, frekans uyarlamalı kaynak bağlamalı osilatör devresi bu bölümde PSpice benzetim programı yardımıyla, bazı benzetim koşullarında denenerek çalışması incelenmiştir. Bu bağlamda yapılan benzetimler ve sonuçları aşağıda verilmiştir.

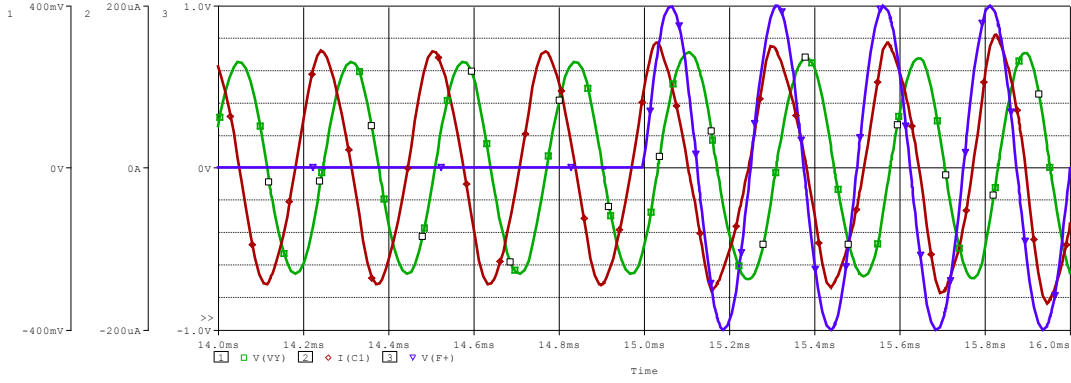
Şekil-4.9’da verilen devre daha önce Şekil-4.1’de verildiği haliyle ($f=3.8\text{kHz}$ değerinde sinüs osilatörü olarak) çalıştırılarak bu devreye 15’nci milisaniyede dışardan $F=4\text{kHz}$ ’lik bir işaret uygulanmıştır. Osilasyon işaretlerinin, dışardan işaret uygulanmadan önceki ve sonraki durumları 50ms’ye kadar 10us’lık adım aralıklarıyla zaman analizi yapılarak tespit edilmiş ve elde edilen sonuçlar Şekil-5.1’de, 5.2’de ve 5.3’te verilmiştir.



Şekil 5.1 : Devrenin dışardan işaret uygulanmadan önceki tepkisi

Şekil-5.1’de osilatör işaretlerinin, dışardan işaret uygulanmadan önceki halleri verilmiştir. Bu durumda ölçüm yapılmış ve osilatörün $f=3.8\text{kHz}$ ’de sinüs osilatörü gibi salındığı tespit edilmiştir.

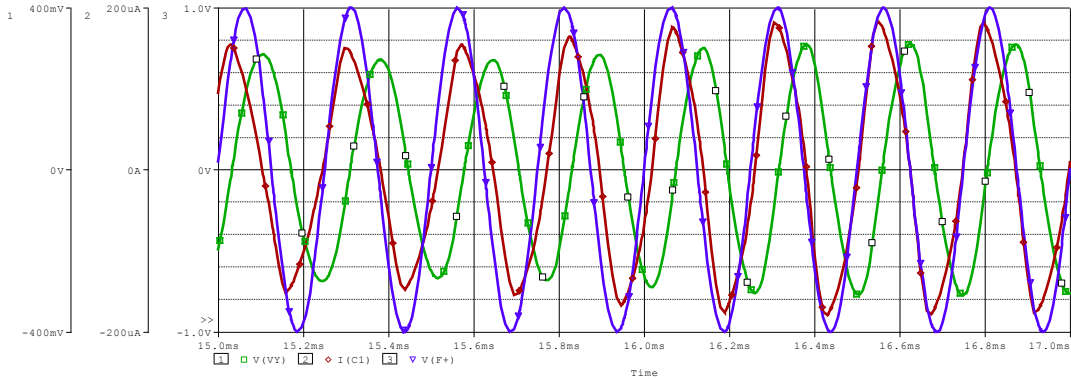
Şekil-5.2’de dışardan uygulanan işaret ile birlikte bu işaretin uygulandığı andaki osilatör işaretlerinin değişimi verilmiştir.



Şekil 5.2 : Devrenin, dışardan işaret uygulandığı andaki tepkisi

Şekil-5.2’de dışardan 4kHz’lik işaret uygulandığı anda osilatör işaretlerinin genlik değerlerinin ve frekans değerlerinin ilk andan itibaren değiştiği görülmektedir.

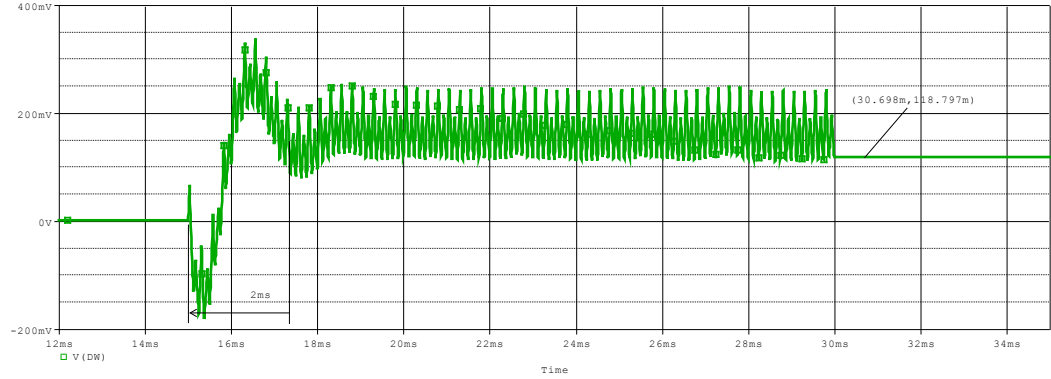
Dışardan işaretin uygulanmasıyla birlikte, osilatörün frekansında ve genlik değerlerinde anlık bozulmalar yaşanır. Osilatör, uyarlanma süresi olarak belirttiğimiz bu sürenin sonunda dışardan uygulanan işaretin frekansına kilitlenecektir. Şekil-5.2, 15 ve 16’nci milisaniyeler arasında incelendiğinde, belirtildiği gibi osilatörün frekansında ve genlik değerlerinde meydana gelen olan bozulmalar görülür. Fakat osilatör, henüz dışardan uygulanan işaretin frekansına kilitlenmemiştir.



Şekil 5.3 : Devrenin dışardan işaret uygulandıktan sonraki tepkisi

Şekil-5.3’te osilatörün 15’nci ve 17’nci milisaniyeler aralığındaki işaretleri ile birlikte, uygulanan F işareti görülmektedir. İlk anda dışardan uygulanan işaret ile osilatör işareti arasında bir frekans farkı olduğu görülmektedir, fakat 16.4’ncü milisaniyeden itibaren osilatör işaretinin dışardan uygulanan işarete kilitlendiği net bir şekilde görülmektedir. Bu olayda, osilatörün artık 4kHz’lik işaretin frekansına kilitlendiğini ve bu frekansta salınmaya devam edeceğini göstermektedir.

Bu aşamada osilatörün üçüncü durum denklemi ile ortaya çıkan $V_{\Delta\omega}$ parametresinin değişimi incelenerek elde edilen sonuçlar Şekil-5.4'te verilmiştir.



Şekil 5.4 : Devrenin $V_{\Delta\omega}$ parametresinin değişimi

Şekil-5.4'te $V_{\Delta\omega}$ parametresinin zamanla değişimini incelediğimizde 15'nci milisaniyeden sonra, gerilim değerinin önce düşüp sonra yükselmeye başladığı ve bir süre sonra belli bir değere oturduğu gözlemlenmektedir. Bu değer şekilde verildiği gibi kabaca 118mV gerilim değeridir.

Bu değeri doğrulamak adına normalize değerlerine bakarsak,

Zaman sabiti:

$$t_n = \frac{1}{R_y C} = \frac{1}{(4.3k\Omega)(22nF)} = (10.57krad / s)$$

olacaktır. Bu normalize değerini kullanarak, osilatörün açısal frekansının normalize değerini hesaplırsak,

$$\omega_{0_{norm}} = \frac{\omega_0}{t_n} = \frac{2\pi f_0}{t_n} = \frac{2\pi(3.8kHz)}{(10.57krad / sn)} = \frac{23.876krad / s}{10.57krad / s} = 2.259$$

olarak buluruz. Dışardan uygulanan işaretin açısal frekansının normalize değeri ise,

$$\omega_{s_{norm}} = \frac{2\pi f_s}{t_n} = \frac{2\pi(4kHz)}{(10.57krad / s)} = 2.378$$

olacaktır. (3.13) bağıntısında verildiği gibi ω_0 değeri $\sqrt{\varpi / \varepsilon}$ değerine yakınsayacaktır. Ölçülen $\omega_{0_{norm}}$ değeri 2.259 olduğuna göre buradan ω_0 'ın asıl normalize gerilim değeri

$$\omega_{0_ölçülen} = 2.259 = \sqrt{\frac{V_{\omega_0}}{0.177}}$$

$$V_{\omega_0} = 903.245mV$$

olacaktır. Dışardan işaret uygulandığında ω parametresinin $\omega_s^2 \varepsilon$ değerine yakınsayacağını belirtmiştik. Buradan yola çıkarak 4kHz'lik işaretin yakınsayacağı normalize değer

$$V_{\omega} = \omega_{s_norm}^2 \varepsilon = (2.378)^2 (0.177) = 1.000914V$$

olmalıdır.

$$\omega = \omega_0 + \Delta\omega$$

Bağıntısından yola çıkarak,

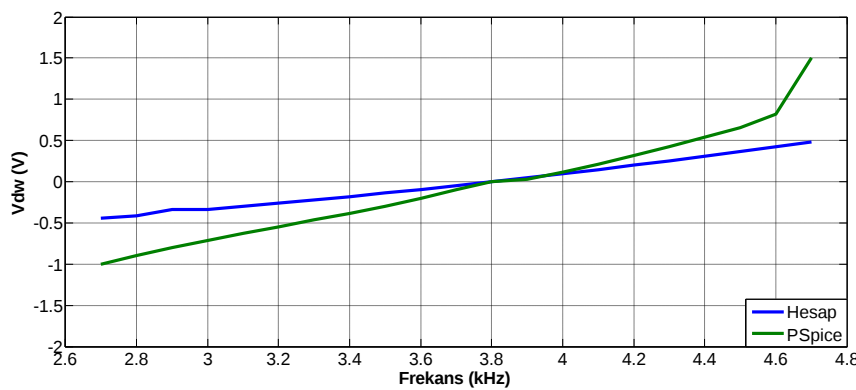
$$V_{\omega} = V_{\omega_0} + V_{\Delta\omega}$$

diyebiliriz. Buradan,

$$V_{\Delta\omega} = V_{\omega} - V_{\omega_0} = 1.000914 - 0.903245 = 97.67mV$$

olacaktır. Şekil-5.4'te verilen $V_{\Delta\omega}$ parametresinin yakınsadığı değer ise 118mV'tur.

Bu aşamada $V_{\Delta\omega}$ parametresinin uygulanan işaretin frekansına göre değişimini incelemek adına belli aralıklarla dışardan uygulanan işaretin frekansı değiştirilerek $V_{\Delta\omega}$ değerleri elde edilmiştir. Aynı işlem uygulanan işaretin frekans değerlerinde yukarıdaki gibi hesaplanmış ve hesaplanan değerlerle ölçülen değerler Şekil-5.5'te üst üste çizdirilmiştir.



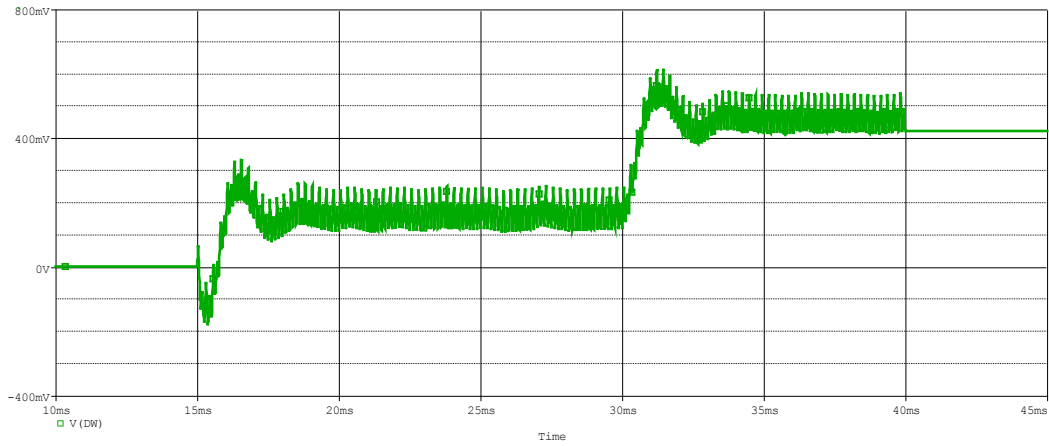
Şekil 5.5 : Uygulanan işaretin frekansına göre, hesaplanan ve ölçülen $V_{\Delta\omega}$ değ.

Şekil-5.5 detaylı bir biçimde incelendiğinde 2.7kHz ile 4.7kHz aralığında sistemin $V_{\Delta\omega}$ parametresinin değişimi görülmektedir. Bu frekans aralığının dışında $V_{\Delta\omega}$ parametresi herhangi bir değere yakınsayamamakta ve osilatörün işaretleri dışardan uygulanan işarete kilitlenmemektedir. Bu durum sistemin dışardan uygulanan işarete kilitlenebileceği frekans aralığını belirtmektedir. Sistemin ana frekansı 3.8kHz iken uyarlanma aralığı aşağıda verilmiştir.

$$f = f_0 \pm \Delta f = 3.8kHz \pm 0.9kHz$$

Yani sistem bu haliyle çalışırken ($f_0=3.8kHz$), dışardan uygulanan F işaretinin değişim aralığı maksimum $\pm 0.9kHz$ olmak zorundadır.

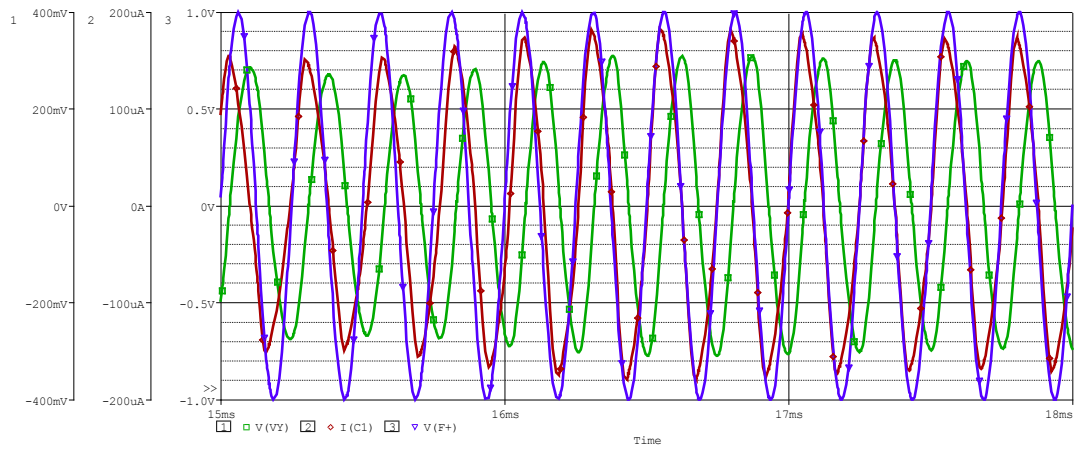
Bir başka benzetimde sistem yine 3.8kHz osilasyon frekansında salınırken, 15 ile 30 milisaniyeleri arasında 4kHz’lik, 30 ile 40 milisaniyeler arasında ise 4.3kHz’lik iki ayrı işaret uygulanmış ve elde edilen sonuçlar ve yorumları aşağıda verilmiştir.



Şekil 5.6 : Farklı frekansta uygulanan işaretlere $V_{\Delta\omega}$ parametresinin tepkisi

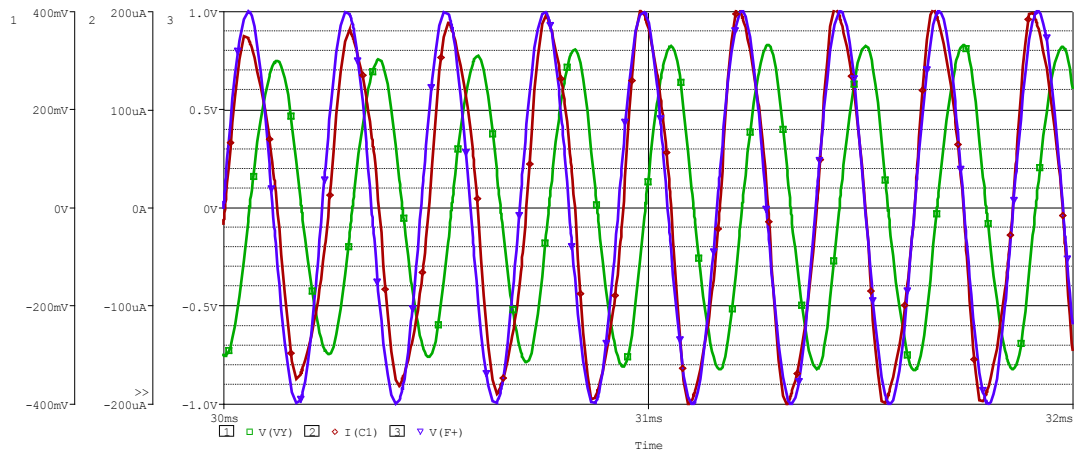
Şekil-5.6’da da görüldüğü gibi, 15’nci milisaniyede osilatöre dışardan uygulanan 4kHz’lik işaretle beraber, $V_{\Delta\omega}$ parametresi 118mV değerine yakınsamıştır. Bu yakınsamayla beraber osilatör işaretleri uygulanan 4kHz’lik işarete de kilitlenmiştir. Daha sonra 30’ncu milisaniyede 4kHz’lik işaret kaldırılarak yerine 4.3kHz’lik başka bir işaret uygulanmıştır. Bu durumda sistem, uyarlanma süresinin sonunda bu işarete kilitlenmiş ve $V_{\Delta\omega}$ parametresi de 410mV’luk gerilim değerine yakınsamıştır. Bu durum osilatör yapısının herhangi bir kilitlenme işleminden sonra bile, başka bir işarete kilitlenebileceğini, yani uyarlanma işleminin, sistemin dinamik yapısıyla ilgili

olduğunu kanıtlamaktadır. Bu benzetimde ki osilasyon işaretleri ve dışardan uygulanan işaretlerin detayları Şekil-5.7 ve Şekil-5.8’de verilmiştir.



Şekil 5.7 : Farklı frekansta uygulanan işaret ile osilasyon işaretlerinin kilitlenmesi

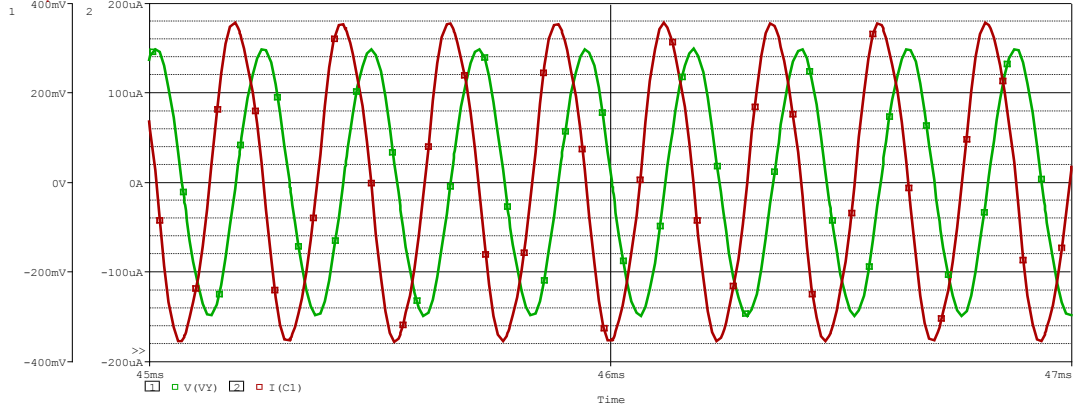
Şekil-5.7’de 15’nci milisaniyede uygulanan 4kHz’lik işaret ile birlikte osilasyon işaretleri verilmektedir. 16’ncı milisaniyeden sonra osilatör 4kHz’lik işarete kilitlenmiştir.



Şekil 5.8 : Farklı frekansta uygulanan işaret ile osilasyon işaretlerinin kilitlenmesi

Şekil-5.8’de gösterildiği gibi 4kHz’lik işaret 30’ncü milisaniyede kaldırılarak 4.3kHz’lik yeni bir işaret uygulanmıştır. Şekil-5.8’de frekanslar arasındaki fark görülmektedir. 31’nci milisaniyeden itibaren osilatör, uyarlama kuralı sayesinde yeni işarete kendini kilitleyerek 4.3kHz’de salınımına devam eder.

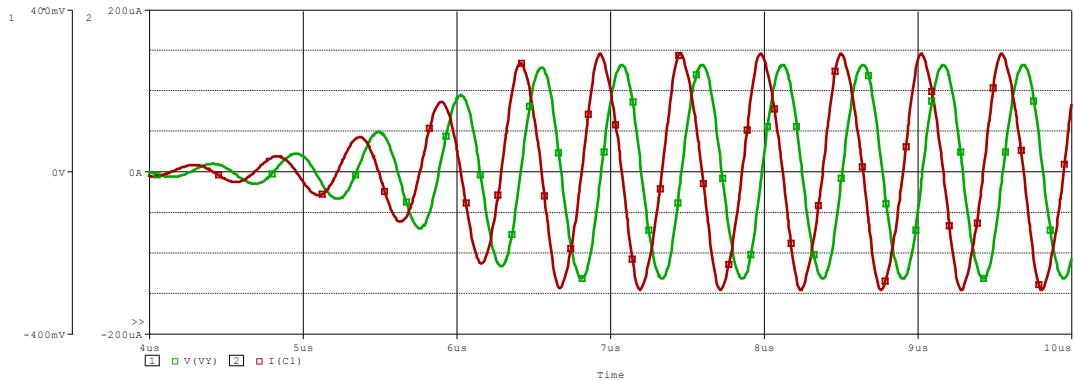
40'nci milisaniye'den sonra osilatöre uygulanan işaret kaldırılmıştır, bu durumda ilk bölümlerde bahsedildiği gibi osilatör dışardan uygulanan son işaretin frekansında salınmaya devam edecektir. Bu durum Şekil-5.9'da incelenmiştir.



Şekil 5.9 : Dışardan uygulanan işaret kaldırıldıktan sonra osilatör işaretlerinin değ.

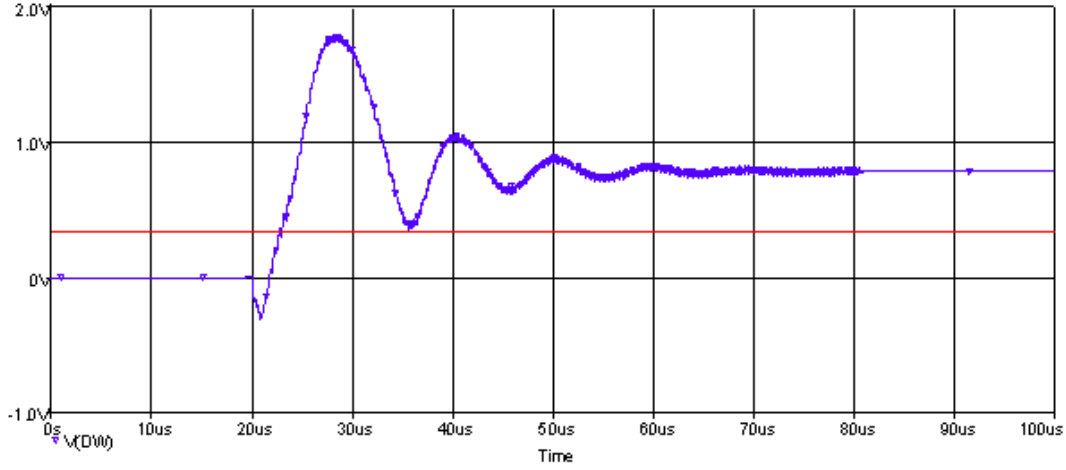
Şekil-5.9'da verilen işaretler detaylı bir şekilde incelendiğinde işaretlerin 4.29kHz'te salındıkları görülmektedir. Yani osilatör 30-40ms aralığında uygulanan 4.3kHz'lik işarete kendini kilitlemiş, işaret kaldırıldıktan sonra bile bu frekansta salınmaya devam etmektedir.

Sistem bu haliyle çalıştırılırken temel kaynak bağlamalı osilatördeki L ve C değerlerini aynı oranda azaltarak ve uygulanan frekansıda aynı oranda artırarak, çalışma koşulları değiştirilmeden osilasyon frekansı artırılmıştır. Örneğin; $L=72\mu H$ ve $C=44pF$ değerlerine ayarlanarak yeni bir benzetim yapılmıştır. L ve C değerleri önceki benzetimlere oranla 500 kat azaltıldığı için osilatörün esas frekans değerinin de 1.9MHz değerine ulaşması beklenmektedir. Yapılan benzetim sonucu Şekil-5.10'da verilmiştir.



Şekil 5.10 : Osilatörün yüksek frekansta çalıştırılması

Osilatör bu haliyle çalıştırılırken, dışardan 2.15MHz'lik bir işaret uygulanmıştır. Sistem bu haliyle de uygulanan işarete kilitlenmiş fakat $V_{\Delta\omega}$ parametresi hesaplandığı gibi 250mV değerine değil 750mV değerine yakınsamıştır. Yakınsaması gereken değer Şekil-5.11'de kırmızı çizgi ile belirtilmiştir.



Şekil 5.11 : Yüksek frekansta $V_{\Delta\omega}$ parametresinin tepkisi

Frekans artırılınca $V_{\Delta\omega}$ parametresinin yakınsama işlemi Şekil-5.11'da görüldüğü gibi daha zor gerçekleşmektedir. Fakat bu benzetimle sistemin Mhz mertebesinde de çalıştığı görülmektedir.

6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tezde önerilmiş kaynak bağlamalı frekans uyarlamalı osilatör yapısında, salınım frekansı herhangi bir işaret işleme yardımı gerektirmeden, dışardan uygulanan periyodik bir işaretin frekansına kilitlenebilmektedir. Bu uyarlama işlemi tamamen uyarlama kuralının dinamiği ile ilgili olup, birçok osilatörde kullanılabilir.

Daha önce Hopf osilatör kullanılarak gerçekleştirilen uyarlama kuralının farklı osilatörlere uygulanabileceği gösterilmişti. Bu tezde daha önce ele alınmamış bir osilatör yapısı kullanılarak (kaynak bağlamalı osilatör), frekans uyarlama işleminin bu devreye uygulanabileceği önce teorik olarak, daha sonra da, ilgili model denklemlerinin sayısal analiz yöntemleriyle çözülmesiyle, benzetim yoluyla gösterilmiştir. Bu aşamadan sonra, uyarlamalı sisteme ilişkin denklemleri gerçekleyen bir devre kaynak bağlamalı osilatör devresinin değiştirilmesiyle elde edilmiştir. Bu frekans uyarlamalı kaynak bağlamalı osilatör devresinin PSpice benzetim programı yardımıyla benzetim sonuçları elde edilerek, yapılan tasarımın gerçekleştirilebilirliği kanıtlanmıştır.

Uyarlamalı kaynak bağlamalı osilatör devresi $f_0=3.8\text{kHz}$ 'te çalıştırılmış, bu frekansa $\pm 0.9\text{kHz}$ 'lik aralıkta dışardan işaret uygulandığında, osilatörün bu uygulanan işarete kilitlendiği gösterilmiştir. Frekans değeri artırılarak 1.9MHz 'e çıkartılmış, bu frekans seviyesinde de 2.15MHz 'lik bir işarete uyarlanma işlemi gerçekleştirilmiştir. Bununla beraber uyarlanma işlemi gerçekleştikten sonra uygulanan işaret çekilse bile osilatör kilitlendiği frekans değerinde salınmaya devam etmiştir. Bu tasarım için daha yüksek frekanslarda çalışabilen işlemsel kuvvetlendiriciler ve karşılaştırıcılar kullanılarak sistemin uyarlamalı çalışabildiği frekans aralığı daha da artırılabilir.

Burada yapılan çalışma daha çok bu uyarlama kuralının başka bir osilatör kullanılarak da çalıştığını göstermekti. Bundan sonraki süreçte sistemin daha yüksek frekanslarda çalışması sağlanmalı, yapılan tasarım tüm devreye uygun şekilde revize edilmelidir. Böylece basit bir uyarlama kuralı ile frekans kitleme işlemi gerçekleştirebilen yeni osilatör devreleri tasarlanabilir.

KAYNAKLAR

- [1] **Righetti, L., Buchli, J., Ijspeert, A. J.**, “Dynamic hebbian learning in adaptive frequency oscillators,” *Physica D: Nonlinear Phenomena*, vol. 216, no. 2, pp. 269-281, 2006.
- [2] **Buchli, J., Righetti, L., Ijspeert, A. J.**, “Frequency analysis with coupled nonlinear oscillators,” *Physica D: Nonlinear Phenomena*, vol. 237, no. 13, pp. 1705-1718, August 2008.
- [3] **Ahmadi, A., Mangieri, E., Maharatna, K., and Zwolinski, M.**, “Physical realizable circuit structure for adaptive frequency Hopf oscillator,” in *NEWCAS-TAISA’09: Joint IEEE North-East Workshop on Circuits and Systems and TAISA Conference, 2009.*, vol. 1, June 2009, pp. 1–4.
- [4] **Buchli, J., Ijspeert, A. J.**, “A simple adaptive locomotion toy-system,” in *In Proceedings SAB04. MIT Pres*, 2004, pp. 153-162.
- [5] **Özoğuz, S., and Yalçın, M. E.**, “A cellular neural network made of relaxation oscillators for autowave generation in CMOS,” *CNNA* 2008.
- [6] **Buchli, J., Iida, F., Ijspeert, A. J.**, “Finding resonance: Adaptive frequency oscillators for dynamic legged locomotion,” in *Proceedings of the IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS)*, 2006, pp.3903-3909.
- [7] **Filanovsky, I. M., and Vehoeven, C. J. M.**, “Sinusoidal and relaxation oscillations in source-coupled multivibrators,” *IEEE Transactions on circuits and systems-II: Express Briefs*, vol. 54, no. 11, November 2007.
- [8] **Buonomo, A., and Schiavo, A. L.**, “Analysis of emitter(source)-coupled multivibrators,” *IEEE Transactions on circuits and systems-I: Regular Papers*, vol. 53, no. 6, June 2006.
- [9] **Han, G., and Sanchez-Scinencio, E.**, “CMOS Transconductance multipliers: A tutorial,” *IEEE Transactions on circuits and systems-II: Analog and Digital Signal Processing*, vol. 45, no. 12, December 1998.
- [10] **Kuntman, H. H.**, 1997. *Analog MOS Tümdevre Tekniği*, İTÜ Kütüphanesi, Sayı 1587, İstanbul.
- [11] **Buchli, J., and Ijspeert, A. J.**, “Self-organized adaptive legged locomotion in a compliant quadruped robot,” *Springer Science + Business Media, LLC* 2008, vol. 25, pp. 331-347.
- [12] **Buchli, J., Righetti, L., and Ijspeert, A.** “A dynamical system approach to learning: a frequency-adaptive hopper robot,” in *Proceedings of the VIIIth European Conference on Artificial Life ECAL 2005*, ser. Lecture Notes in Artificial Intelligence. Springer Verlag, 2005, conference
- [13] **B.J.Song, H.Kim, Y. Choi, and W. Kim**, “A 50% power reduction scheme for CMOS relaxation oscillator” in *Proc. AP-ASIC’99*, 1999, pp.154-157.]

EKLER

SPICE Benzetim Programında Kullanılan CMOS Model Parametreleri

Çizelge A.1: Benzetimlerde kullanılan CMOS model parametreleri (MOSIS TSMC 0.35 mikron)

Param.	Açıklama	NMOS	PMOS	Birim
TOX	Geçit oksidi kalınlığı	7.9E-9	7.9E-9	m
PHI	Yüzey potansiyeli	0.7	0.7	V
UO	Parametre çıkarımının gerçekleştiği sıcaklık için taşıyıcıların hareket yeteneği	436.256147	212.2319801	cm ² /Vs
KP	Geçiş iletkenliği	2.055786E-4	6.733755E-5	A/V ²
RSH	Alan başına kaynak-savak tabaka direnci	0.0559398	30.0712458	Ω/alan
XJ	Jonksiyon derinliği	3E-7	2E-7	m
CGDO	Kanal genişliği başına geçit-savak örtüşme kapasitesi	2.82E-10	3.09E-10	F/m
CJ	Sıfır kutuplamada birim alan başına gövde jonksiyonu kapasitesi	1E-3	1.419508E-3	F/m ²
CJSW	Sıfır kutuplamada birim uzunluk başına gövde yan yüzey kapasitesi	3.777852E-10	4.813504E-10	F/m
NSUB	Taban katkılama yoğunluğu	1E17	1E17	1/cm ³
VTO	Sıfır kutuplamada eşik gerilimi	0.5445549	-0.7140674	V
ETA	Statik geri besleme	0	9.999762E-4	--
VMAX	Taşıyıcıların maksimum sürüklenme hızı	8.309444E4	1.181551E5	m/s
NFS	Hızlı yüzey durum yoğunluğu	1E12	1E12	1/cm ²
LD	Lateral yayılma uzunluğu	3.162278E-11	5.000001E-13	M

Çizelge A.1: (devam) benzetimlerde kullanılan CMOS model parametreleri
(MOSIS TSMC 0.35 mikron)

CGSO	Kanal genişliği başına geçit-kaynak örtüşme kapasitesi	2.82E-10	3.09E-10	F/m
PB	Gövde jonksiyonu gerilimi	0.9758533	0.8152753	V
MJSW	Gövde yan yüzey perdeleme katsayısı	0.3508721	0.5	--
GAMMA	Gövde eşik gerilimi parametresi	0.5827871	0.4083894	$\sqrt{V}$
DELTA	Kanal genişliğinin eşik gerilimine etkisi	0	0	--
THETA	Hareket modülasyonu	0.1749684	0.2020774	1/V
KAPPA	Doyma bölgesi çarpanı	0.2574081	1.5	--
TPG	Geçit materyal tipi	1	-1	--
WD	Lateral yayılma genişliği	7.046724E-8	1.249872E-7	m
CGBO	Kanal genişliği başına geçit-gövde örtüşme kapasitesi	1E-10	1E-10	F/m
MJ	Gövde jonksiyonu perdeleme kapasitesi	0.3448504	0.5	--

ÖZGEÇMİŞ



Ad Soyad : Eser TAKMAZ

Doğum Yeri ve Tarihi : Adana, 16.05.1982

Adres : Çınar Mahallesi Başefendi Sokak
Durmuş Bey Apt. No:21/11
Maltepe / İSTANBUL

Lisans Üniversite : Dokuz Eylül Üniversitesi Elektrik-Elektronik Müh.

