

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**YENİ FARKSAL-KASKOD AKTİF ENDÜKTANS İLE AKORTLU
KUVVETLENDİRİCİ TASARIMI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Bilge AKDOĞAN

Anabilim Dalı: Elektronik & Haberleşme Mühendisliği

Programı: Elektronik Mühendisliği

OCAK 2010

**YENİ FARKSAL-KASKOD AKTİF ENDÜKTANS İLE AKORTLU
KUVVETLENDİRİCİ TASARIMI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Bilge AKDOĞAN

(504071205)

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 24 Aralık 2009

Tezin Savunulduğu Tarih : 28 Ocak 2010

Tez Danışmanı : Prof. Dr. Ali TOKER (İTÜ)

Diğer Jüri Üyeleri : Prof. Dr. Ali ZEKİ (İTÜ)

Doç. Dr. Özcan KALENDERLİ (İTÜ)

OCAK 2010

ÖNSÖZ

İstanbul Teknik Üniversitesi'ne geldiğim ilk günden beri göstermiş olduğu yardımları ve sonsuz sabrından dolayı, tez çalışmamda rehberliğini ve değerli zamanını esirgemeyen, beni en doğru şekilde yönlendiren değerli danışman hocam Prof. Dr. Ali TOKER'e, bugünlere gelmemde emeği geçmiş tüm değerli hocalarıma teşekkürü bir borç bilirim.

Ayrıca yüksek lisans eğitimim süresince manevi desteğinin yanı sıra maddi olarak da bana büyük destek sağlayan, Türkiye'nin en önemli bilim kurumu olan TÜBİTAK'a, gece ve gündüz her an bana destek olan sevgili anneme, teknik yardımlarını hiçbir zaman esirgemeyen Araştırma Görevlisi Atilla UYGUR, Araştırma Görevlisi Mustafa SAYGINER ve Araştırma Görevlisi H. Uğur UYANIK'a teşekkürlerimi sunarım.

Ocak 2010

Bilge AKDOĞAN
Elektrik-Elektronik Müh.

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ.....	iii
İÇİNDEKİLER	v
KISALTMALAR	vii
ÇİZELGE LİSTESİ.....	ix
ŞEKİL LİSTESİ	xi
ÖZET	xiii
SUMMARY	xv
1. GİRİŞ	1
2. AKORTLU KUVVETLENDİRİCİLER.....	3
2.1 Tek Katlı Akortlu Kuvvetlendirici Tasarımı	3
2.2 Akortlu Kuvvetlendiricilerin Art Arda Bağlanması	5
2.3 Çok Katlı Akortlu Kuvvetlendiricilerde Toplam Frekans Eğrisi	6
2.3.1 Butterworth ve Chebyshev tipi frekans eğrisi elde etme	8
2.4 Çift Akortlu Kuvvetlendiriciler	9
2.5 Akortlu Kuvvetlendiricilerde Kararsızlık Problemi	11
3. AKORTLU KUVVETLENDİRİCİLERDE AKTİF ENDÜKTANS	
KULLANIMI	15
3.1 Jirator Tanımı	15
3.2 Akortlu Kuvvetlendirici İçin Seçilecek Aktif Endüktans Özellikleri ve Yapılabilecek İyileştirmeler	18
3.2.1 Kalite faktörü	18
3.2.2 Frekans aralığı	23
3.2.3 Ayarlanabilirlik	24
3.2.4 Doğrusallık	25
3.2.5 Kararlılık	25
3.2.6 Güç tüketimi	26
4. FARKSAL KASKOD AKTİF ENDÜKTANS	27
4.1 Literatürdeki Bazı RF Aktif Endüktans Devreleri	27
4.2 Önerilen Devre: Farksal-Kaskod Aktif Endüktans	35
4.2.1 Devre analizi	36
4.2.2 Benzetim sonuçları	38
4.2.3 Önerilen devre ile benzerlerinin karşılaştırılması	43
4.3 Gelecek Çalışma: Farksal-Kaskod Aktif Endüktans Üzerinde Yapılabilecek İyileştirmeler	48
5. FARKSAL-KASKOD AKTİF ENDÜKTANS İLE AKORTLU	
KUVVETLENDİRİCİ UYGULAMALARI	51
5.1 Aktif Endüktans ile Tasarlanmış Tek Katlı Akortlu Kuvvetlendirici	51
5.2 Aktif Endüktans ile Tasarlanmış Çift Katlı Tek Akortlu Kuvvetlendirici	55
5.3 Aktif Endüktans ile Tasarlanmış Çift Akortlu Kuvvetlendirici	58
6. SONUÇ.....	61

KAYNAKLAR.....	63
ÖZGEÇMİŞ.....	65

KISALTMALAR

μ	: Taşıyıcıların hareket yeteneği
λ	: Kanal boyu modülasyonu parametresi
Q	: Kalite faktörü
f_0	: Açısal rezonans frekansı (Hz)
ω_0	: Rezonans frekansı (rad/s)
g_m	: Transistorun geçiş iletkenliği
K	: Kazanç
K_0	: ω_0 'daki maksimum kazanç
s_i	: Kutup
R_{load}	: Yük direnci (Ω)
$2\Delta\omega$	: Bant genişliği (Hz)
BW	: Bant genişliği (Hz)
n	: Chebyshev tipi frekans eğrisinin mertebesi
r	: Tepe dalgalılığı (dB)
M	: Endüksiyon katsayısı
k	: Kuplaj katsayısı
G_i	: Geçiş iletkenliği (S)
V_{bias}	: Kutuplama gerilimi (V)
V_{DD}	: Pozitif besleme gerilimi (V)
V_{SS}	: Negatif besleme gerilimi (V)
V_{DS}	: Savak-kaynak gerilimi (V)
V_{GS}	: Geçit-kaynak gerilimi (V)
g	: Jirasyon katsayısı
ξ	: Sönümleme katsayısı
CS	: Ortak kaynak
CD	: Ortak savak
CG	: Ortak geçit

ÇİZELGE LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Çizelge 4.1 : TSMC 0.25 μ model parametreleri	39
Çizelge 4.2 : Farksal – kaskod aktif endüktans boyutları	40
Çizelge 4.3 : Önerilen aktif endüktansın gerilim kaynağı değerleri.....	41
Çizelge 4.4 : Kaskod geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisinin akım kaynağı transistoru boyutları değişimi ile farksal – kaskod aktif endüktansın giriş empedansı pasif eşdeğerleri.....	44
Çizelge 4.5 : [2], [3], [4]’de ve bu çalışmada önerilen aktif endüktansların pasif eşdeğerleri.....	48

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1	: Transistorlu akortlu kuvvetlendirici (basitleştirilmiş şema).	4
Şekil 2.2	: Kuvvetlendiricinin kutup dağılımı.	5
Şekil 2.3	: Kuplaj kapasitesi ile empedans dönüştürme.	6
Şekil 2.4	: İki katlı bir kuvvetlendiricinin kazancının frekansla değişimi.	7
Şekil 2.5	: Katları ω_0 'ya akortlanmış iki kutuplu bir kuvvetlendiricinin kutup sıfır diyagramı.	7
Şekil 2.6	: Maksimum düzlükte (Butterworth tipi) bir frekans eğrisi için gerekli kutup dağılımları.	8
Şekil 2.7	: Chebyshev kutuplarının Butterworth kutuplarından faydalanılarak bulunması.	9
Şekil 2.8	: Çift akortlu devre.	10
Şekil 2.9	: Çift akortlu devrenin sıfır – kutup diyagramı.	11
Şekil 2.10	: Her biri çift akortlu iki katlı devrede maksimum düzlükte frekans eğrisi için kutup dağılımları.	12
Şekil 2.11	: Biri tek, diğeri çift akortlu iki katlı bir kuvvetlendiricide 0.5dB tepe dalgalıklı Chebyshev tipi frekans eğrisi için kutup dağılımları.	12
Şekil 2.12	: Girişinde ve çıkışında birer paralel rezonans devresi olan kuvvetlendiricinin eşdeğer devresi.	12
Şekil 2.13	: Basitleştirilmiş eşdeğer devre.	13
Şekil 3.1	: Basitleştirilmiş tek uçlu jirator – C devresi ve eşdeğeri.	16
Şekil 3.2	: Kayıplı jirator – C devresi (a) kapalı gösterim, (b) eşdeğer devresi.....	17
Şekil 3.3	: İki ucu serbest jirator – C devresi ve eşdeğeri.	17
Şekil 3.4	: Kayıplı iki ucu serbest jirator – C ve eşdeğer devresi.	18
Şekil 3.5	: Kalite faktörü – frekans değişimi.	20
Şekil 3.6	: R_s değişimiyle Q – frekans eğrisi (1Ω 'luk basamaklarla).....	20
Şekil 3.7	: R_p değişimiyle Q – frekans eğrisi ($1k\Omega$ 'luk basamaklarla).	21
Şekil 3.8	: Seri RL'den paralel RL'ye geçişin kayıplı aktif endüktans eşdeğeri üzerinde gösterilmesi.	22
Şekil 3.9	: Negatif direnç.....	23
Şekil 3.10	: Kayıplı jirator – C devresinin Bode grafikleri.	24
Şekil 4.1	: İki transistorla gerçekleştirilen aktif endüktanslar.	27
Şekil 4.2	: Aktif endüktans eşdeğer devresi.	29
Şekil 4.3	: Yüksek – Q VHF aktif endüktans.	30
Şekil 4.4	: [5]'de önerilen aktif endüktans devresi.	30
Şekil 4.5	: Basit kaskod aktif endüktansı.	31
Şekil 4.6	: Hsiao [6] tarafından önerilen aktif endüktans.	31
Şekil 4.7	: Düzenlenmiş kaskod aktif endüktansı.	32
Şekil 4.8	: Weng – Kuo'nun önerdiği aktif endüktans.	32
Şekil 4.9	: [14]'de önerilen aktif endüktans.	33
Şekil 4.10	: Lin-Payne [11] aktif endüktansı.	33

Şekil 4.11	: [16]'da önerilen aktif endüktans.	34
Şekil 4.12	: Schaumann – Karşılaman [17] aktif endüktansı.	34
Şekil 4.13	: Xiao – Schaumann [4] aktif endüktansı.	35
Şekil 4.14	: Girişinde statik evirici bulunan aktif endüktans.	35
Şekil 4.15	: Abdalla [19] aktif endüktansı.	36
Şekil 4.16	: Önerilen farksal – kaskod aktif endüktans.	37
Şekil 4.17	: Farksal – kaskod aktif endüktansın kapalı gösterimi.	38
Şekil 4.18	: G_{m1} bloğunun basitleştirilmiş küçük işaret eşdeğeri.	38
Şekil 4.19	: $-G_{m2}$ bloğunun basitleştirilmiş küçük işaret eşdeğeri.	39
Şekil 4.20	: Önerilen aktif endüktans devresi ($\approx 255nH$).	40
Şekil 4.21	: Tasarlanan aktif endüktansın pasif eşdeğer devresi.	41
Şekil 4.22	: Girişten görülen eşdeğer empedans Bode diyagramı.	42
Şekil 4.23	: Girişten görülen eşdeğer empedans faz farkı.	43
Şekil 4.24	: Kaskod geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisinin akım kaynağı transistoru boyutları değişimi ile farksal – kaskod aktif endüktansın giriş empedansı değişimi.	44
Şekil 4.25	: CS – CD bağlı aktif endüktans ve pasif eşdeğeri.	45
Şekil 4.26	: CS – CD bağlı aktif endüktansın giriş empedansı.	45
Şekil 4.27	: Kaskod aktif endüktansı.	45
Şekil 4.28	: Kaskod ile CS – CD bağlı aktif endüktansların karşılaştırılması. ...	46
Şekil 4.29	: Xiao – Schaumann tarafından önerilen aktif endüktans.	46
Şekil 4.30	: CS – CD ve Xiao – Schaumann aktif endüktansı.	47
Şekil 4.31	: CS – CD, kaskod, farksal ve bu çalışmada önerilen aktif endüktansların giriş empedanslarının karşılaştırılması.	47
Şekil 4.32	: Geri besleme direnci ile Q değeri iyileştirilmiş farksal – kaskod aktif endüktans.	49
Şekil 4.33	: Geri besleme direnci ile Q değeri iyileştirilmiş farksal – kaskod aktif endüktansın frekans cevabı ($R_f = 70\Omega, 140\Omega, 210\Omega$).	50
Şekil 5.1	: Farksal – kaskod aktif endüktans ile tasarlanmış tek katlı akortlu kuvvetlendirici.	52
Şekil 5.2	: Kayıplı aktif endüktans (pasif gösterim) ile tasarlanmış tek katlı akortlu kuvvetlendirici.	53
Şekil 5.3	: Tek katlı aktif akortlu kuvvetlendiricinin frekans cevabı.	54
Şekil 5.4	: Pasif – aktif tek katlı akortlu kuvvetlendirici karşılaştırılması.	55
Şekil 5.5	: Çift katlı akortlu kuvvetlendirici (pasif gösterim).	56
Şekil 5.6	: Butterworth tipi maksimum düzlükte çift katlı akortlu kuvvetlendiricinin pasif ve aktif endüktans ile frekans cevabı.	58
Şekil 5.7	: Çift akortlu kuvvetlendirici (pasif gösterim).	59
Şekil 5.8	: Farklı kuplaj oranlarıyla tasarlanmış çift akortlu kuvvetlendiricilerin frekans cevabı.	60

YENİ FARKSAL – KASKOD AKTİF ENDÜKTANS İLE AKORTLU KUVVETLENDİRİCİ TASARIMI

ÖZET

Bu çalışmada, akortlu kuvvetlendiricilerin tasarımı ve aktif endüktansın bu kuvvetlendiricide kullanımından söz edilmiştir. Öncelikle akortlu kuvvetlendiriciler hakkında temel teorik bilgiler verilmiş, tek katlı, çok katlı ve çift akortlu kuvvetlendirici tasarımlarından kısaca söz edilmiştir. Bu tasarımlar, genellikle Butterworth ve Chebyshev tipi filtre yaklaşımından faydalanılarak frekans eğrisi elde etme yöntemleri ile yapılmaktadır. Sonrasında, aktif endüktans tanımı ile beraber tasarlanacak akortlu kuvvetlendirici için uygun aktif endüktans nasıl seçilir sorusunun cevabı verilmiştir. Dar bantlı bir uygulama olan akortlu kuvvetlendirici için seçilen aktif endüktans, başta yüksek kalite faktörüne sahip olmalıdır. Değişen frekans aralıkları için ayarlanabilir olması ve taşınabilir sistemler için düşük güç tüketimine sahip olması da diğer seçim kriterlerindendir. Bunlara ek olarak, literatürdeki aktif endüktanslara atıfta bulunulurken, yukarıda söz edilen özellikler doğrultusunda kendi aralarında karşılaştırılmalar yapılmıştır. Sonrasında ise farksal ve kaskod geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi ile oluşturulan jirator devresi önerilmiştir. Farksal geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi sayesinde endüktansa paralel gelen direnç arttırılmış olur. Önerilen devre, literatürde bulunan kaskod ve farksal aktif endüktanslara göre daha düşük self rezonansa sahip olsa da, daha yüksek kalite faktörüne sahip olmasından dolayı, akortlu kuvvetlendiriciler için tercih edilebilir bir jirator haline gelmektedir. ORCAD PSPICE ortamında, TSMC 0.25 μ CMOS teknolojisi ile benzetimi yapılmış olan devre, yaklaşık olarak 255nH'lik bir endüktans gibi davranırken, 300MHz frekansı dolaylarında 1000'i aşan bir kalite faktörüne sahiptir. Bu aktif endüktans ile tasarlanan akortlu kuvvetlendiricilerin benzetim sonuçları çalışmaya eklenmiştir.

THE DESIGN OF THE TUNED AMPLIFIERS WITH NOVEL DIFFERENTIAL-CASCODE ACTIVE INDUCTANCE

SUMMARY

In this work, the design of the tuned amplifiers and the use of active inductance in this kind of amplifiers are discussed. Initially the basic theoretical information about tuned amplifiers, such as the design of mono stage, multi stage and double tuned ones, is mentioned. These amplifiers are generally designed by the help of Butterworth and Chebyshev filter approach. Then, the definition of the gyrator and the answer of how to choose appropriate active inductance for the tuned amplifier that designed are given. Since the tuned amplifiers are narrow band applications, the chosen active inductance must have higher quality factor. Moreover, the tunability for changable frequency bands and consuming less power for mobile systems are some of the criterias to determine the proper active inductance. Additionally, the active inductance circuits given in scientific papers are referenced and they are compared with each other according to the properties discussed above. The high quality gyrator which is designed with differential and cascode transconductance is proposed in this work. Although, it has lower self resonance frequency with respect to cascode active inductance and differential active inductance, its higher quality factor makes it preferable for narrow band amplifiers. The differential-cascode active inductance which simulates approximately 255nH is designed with TSMC 0.25 μ CMOS technology. It has a quality factor more than 1000 at 300MHz frequency. Finally, several tuned amplifiers designed with proper active inductance are also included.

1. GİRİŞ

Günümüzde yaygın olarak kullanılan mobil cihazlar ve yüksek frekans alıcı-vericileri gibi uygulama alanlarında kullanılan kuvvetlendiricilerin dar bantlı olması, yani f_0 merkez frekansının iki yanında dar bir bant içine düşen frekans için kazancın yüksek, bunun dışında kalan frekanslar için düşük olması istenir. Frekans spektrumunda dar bir bölgeyi seçip kuvvetlendirme özelliğine sahip olan kuvvetlendiricilerin çoğunda rezonans devrelerinden faydalanılır. Fakat gelişen teknoloji ile rezonans devrelerini kırılmık üzerinde kullanmak oldukça zor olmaktadır. Çünkü paralel rezonans devresi pasif endüktans elemanı içerir ve bilindiği gibi pasif endüktans hantal, pahalı ve devrede çok yer kaplayan bir elemandır. Ayrıca, bu kullanım devrenin performansını düşürmekte ve sistem maliyetini arttırmaktadır [1].

90'lı yılların başında, spiral bir endüktansın, silikon yonganın üzerinde üretilmesi için yoğun çaba harcandı. Bu sayede kablosuz bir alıcı tek yüzeyde tümleştirilebilecekti. Fakat bu da spiral endüktansın, artan endüktans değerleri için çok geniş bir silikon yüzeye ihtiyaç duyması sorununu beraberinde getirdi. Pratikte ise yüksek değerli endüktansların, spiral olarak tasarımının uygun olmadığı görülmektedir. Bu durumdan yola çıkarak, endüktansların aktif elemanlar kullanılarak tasarlanması, bu sayede silikon alanının küçülmesi büyük bir araştırma konusu haline geldi. Bu sayede fabrikasyon maliyeti azalacak ve tümdevrenin performansı da geliştirilecekti.

Aktif endüktans tasarımının tarihi çok eskilere dayanmasa da bu konu oldukça dikkat çekmiş, popülerliğini her zaman korumuştur. Ismail [2] ve Thanachayanont-Payne [3] tarafından tek transistorlu geçiş iletkenliği kuvvetlendiricileri kullanılarak tasarlanan devre, aktif endüktansların en temel resmini bize çizmektedir. Bu yapı minimum sayıda eleman içermesine rağmen, kalite faktörü yönünden oldukça kısıtlıdır. Q değerini iyileştirmek için yine Thanachayanont-Payne ikilisi aynı yayında [3], negatif geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi olarak basit kaskod bloğunu kullanmışlardır. Kaskod devre çıkış direncini arttırmış dolayısıyla kalite faktörünü iyileştirmiştir. Yine aynı makalede, basit kaskod bloğu yerine regüle kaskod devre ile

tasarlanmış aktif endüktans da bulunmaktadır. Regüle aktif endüktansın basit kaskod aktif endüktansa göre en büyük avantajı, kalite faktörü ve endüktans değerinin birbirinden bağımsız olarak ayarlanabilmesidir. Fakat bu kez de artan eleman sayısı sebebiyle güç tüketimi de artmıştır. Tek transistorlu geçiş iletkenliği kuvvetlendiricilerinden oluşan aktif endüktansın Q değerini geliştirmek için önerilen diğer bir yaklaşım da Xiao-Schaumann [4] tarafından yapılmıştır. Pozitif geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi olarak farksal bloğu kullanan bu aktif endüktansın self rezonans frekansı bir miktar düşse de, savak ucundan çıkış alınması sebebiyle paralel direnci oldukça artmakta yani kalite faktörünü iyileştirmektedir. Q değerini arttırmak için önerilen diğer bir yöntem ise geri besleme yoluna direnç bağlamaktır. Yukarıda söz edilen aktif endüktanslara uygulanmış olan bu yöntem [4], [5], [6] ve [14] yayınlarında belirtilmiştir.

Bu tez çalışmasında, atıfta bulunulan aktif endüktanslara alternatif olarak farksal-kaskod aktif endüktansı önerilmiştir. İsminden de anlaşılacağı gibi, pozitif geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi olarak farksal yapı, negatif geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi olarak da kaskod bloğun avantajlarından faydalanılarak tasarlanmıştır. Kalite faktörü, yukarıda söz edilen devrelere oranla oldukça yüksek olan bu aktif endüktansa, geri besleme direnci eklenerek kalite faktörünü daha da arttırmak mümkündür.

Tezin organizasyonuna değinmek gerekirse; ikinci bölüm itibariyle çok dar bantlı kuvvetlendirici olarak da bilinen “Akortlu Kuvvetlendiriciler” hakkında genel bilgiler, tasarımı hakkında önemli noktalar anlatılmıştır. Üçüncü bölümde ise akortlu kuvvetlendirici tasarımında kullanılacak aktif endüktansı seçerken hangi özelliklere dikkat edilmesi gerektiği vurgulanmıştır. Dördüncü bölümde, üçüncü bölümde belirtilen özelliklerdeki, literatürde bulunan aktif endüktans örnekleriyle önerilen “Farksal-Kaskod aktif endüktans” devresinden söz edilmiştir. Önerilen aktif endüktans ile tasarlanan akortlu kuvvetlendirici uygulamaları da çalışmanın beşinci bölümünde verilmiştir.

2. AKORTLU KUVVETLENDİRİCİLER

Dar bir bant içinde kalan bölgeyi seçip kuvvetlendirme özelliğine sahip kuvvetlendiriciye *akortlu kuvvetlendirici* denir. Akortlu kuvvetlendirici tasarımında bant geçiren bir devre, kuvvetlendirici elemanına yük olarak bağlandığında, basit bir akortlu kuvvetlendirici elde edilmiş olur.

Rezonans devresi bant geçiren bir özelliğe sahip olduğu için, akortlu kuvvetlendirici uygulamaları için oldukça uygun bir devredir. Kuvvetlendirici elemanına (BJT, MOSFET, MESFET vb.) yük olarak bağlandığında oluşan kuvvetlendirici katı, dar bir bantı seçerek, sadece o bölgeyi kuvvetlendirir, diğer kısımlardaki parazitleri ise yok eder. Direnç yüklü devrelerde, özellikle yüksek frekanslarda, parazitik kapasitelerden dolayı kazançta düşme yaşanır. Rezonans devresinin en büyük avantajı, bu parazitik kapasitelerin, rezonanstaki kapasiteye paralel gelmesi ve yüksek frekanslara daha kolay çıkılmasını sağlamasıdır.

2.1 Tek Katlı Akortlu Kuvvetlendirici Tasarımı

Kolektörüne rezonans devresi bağlanan bir kuvvetlendirici şeması düşünölsün (Şekil 2.1). Elde edilen devrenin transfer fonksiyonu (2.1) bulunduğunda, yapının bant geçiren bir karakteristiğe sahip olduğu kolayca görülür. Bu geçiş işlevi sayesinde kuvvetlendiricinin ω_0 ve Q değeri hesaplanabilir, istenilen kazanç, bant genişliği, kalite faktörü, merkez frekansı gibi değere, kuvvetlendiricideki elemanların değeri ayarlanarak ulaşılabilir.

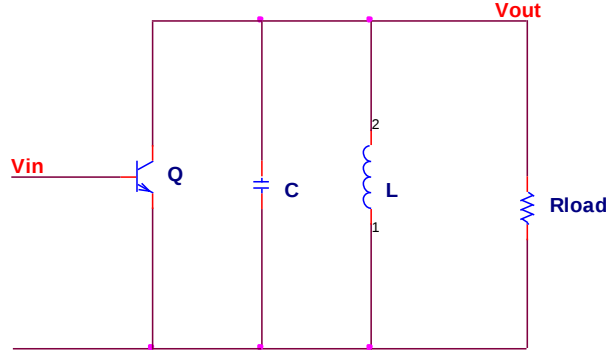
Şekil 2.1'deki kuvvetlendiricinin eşdeğer devresi düşünöldüğünde, transfer fonksiyonu

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = K = -g_m \frac{1}{C} \frac{s}{s^2 + s \frac{1}{CR_{load}} + \frac{1}{LC}} \quad (2.1)$$

olarak hesaplanır. Buradan açılal rezonans frekansı (ω_0) ve kalite faktörü (Q) değeri çekildiğinde

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}, Q = \sqrt{\frac{C}{L}} R_{load} \quad (2.2)$$

olduğu görülür.



Şekil 2.1: Transistorlu akortlu kuvvetlendirici (basitleştirilmiş şema).

Kazanç, $\omega = \omega_0$ olduğu frekansta $K = K_0 = -g_m * R_{load}$ olur. Bu kuvvetlendiricinin ulaşabileceği maksimum kazançtır. K fonksiyonu; K_0 , ω_0 , Q ve kutuplar cinsinden yazılırsa

$$K = K_0 \frac{\omega_0}{Q} \frac{s}{(s-s_1)(s-s_2)} \quad (2.3)$$

halini alır. Q değerinin çok büyük bir katsayı olduğu varsayılp hesap yapıldığında s_1 ve s_2 kutupları

$$s_{1,2} \approx -\left(\frac{\omega_0}{2Q}\right) \pm j\omega_0 \quad (2.4)$$

şeklinde basitleştirilebilir. Kutupların kompleks eksenindeki yerleşimi Şekil 2.2’de verilmiştir.

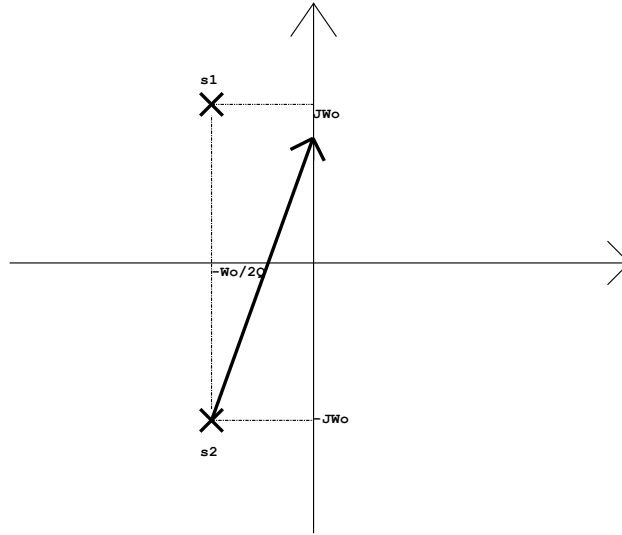
Şekil 2.2’deki sıfır-kutup diyagramında görüldüğü gibi, s_1 ve s_2 birbirinin kompleks eşleniğidir. Q değeri çok büyük alındığında, kutuplar $j\omega$ eksenine daha fazla yaklaşır.

Herhangi bir ω frekansı için $(s - s_1)$ ve $(s - s_2)$ fazörleri düşünüldüğünde, ω_0 ’ya yakın frekanslarda, $(s - s_2)$ fazörü (Şekil 2.2 oklu gösterim), s fazörünün yaklaşık olarak iki katıdır ($Q \gg 0$ olduğu için). Bu yaklaşıklıkla transfer fonksiyonu

$$K = K_0 \frac{\omega_0}{Q} \frac{s}{(s-s_1)(s-s_2)} = K_0 \frac{\omega_0}{2Q} \frac{1}{(s-s_1)} \quad (2.5)$$

haline gelir. ω_0 frekansı için K'nın genliği maksimum değerine ulaşır. Kazancın maksimum değerinden $1/\sqrt{2}$ katına, yani 3dB aşağısına düştüğü noktalardaki frekansları sırasıyla ω_1' ve ω_1 olsun. Bu iki frekans arasındaki fark, bant genişliğini verir ve $2\Delta\omega$ ile gösterilir [1].

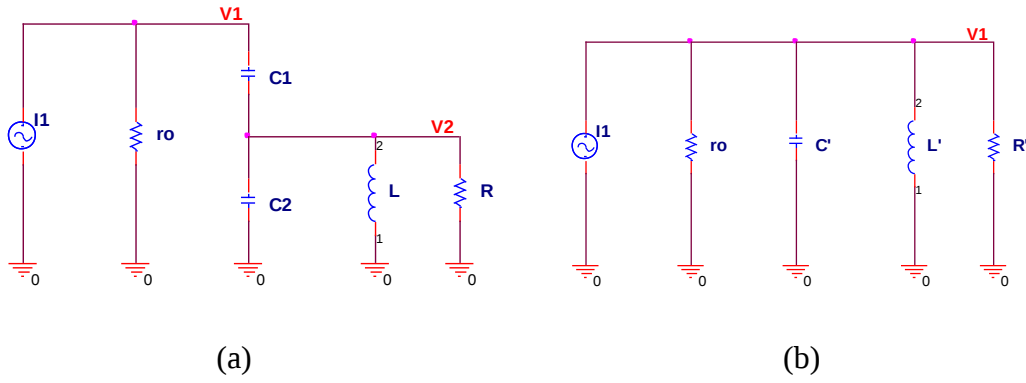
$$BW = 2\Delta\omega = \omega_1' - \omega_1 = \frac{\omega_0}{Q} \quad (2.6)$$



Şekil 2.2: Kuvvetlendiricinin kutup dağılımı [1].

2.2 Akortlu Kuvvetlendiricilerin Art Arda Bağlanması

Tek katın kazancının yeterli olmaması durumunda, katlar art arda bağlanarak yüksek kazanç elde edilebilir. Fakat bağlandıklarında, katların birbirlerinin de çalışma noktalarını değiştirmemeleri sağlanmalıdır. Ayrıca, giriş ve çıkış kapasitelerinin toplam rezonans kapasitesi üzerindeki etkileri de hesaba katılmalıdır. Tüm bunlar göz önüne alındığında, özellikle giriş empedansı yüksek olan FETlerle gerçekleştirilen çok katlı kuvvetlendiricilerde, bağlama kapasiteleri yardımıyla katlar birbirine bağlanabilir. Bağlama kapasitesi kullanmadan bağlanırsa, bir önceki katın rezonans devresi, giriş direnci küçük olan transistörü fazlaca yükleyebilir ve bant genişliğinin daralmasına sebep olur. Bunun olmaması için, transistörün giriş empedansını, önceki katın çıkışına büyütürerek aktarılmalıdır. Bunun için transformatör ya da kuplaj kapasitesinden yararlanılabilir.



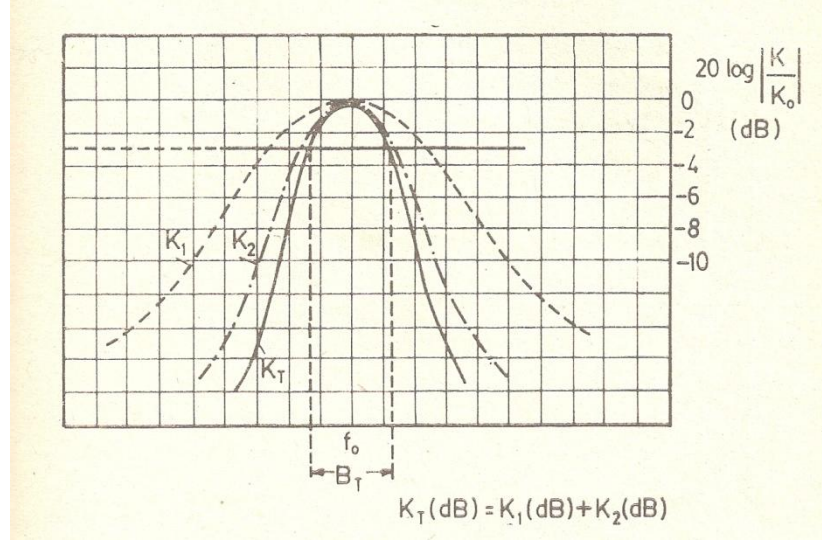
Şekil 2.3: Kuplaj kapasitesi ile empedans dönüştürme (a) orijinal devre, (b) eşdeğer devre.

Şekil 2.3'te görülen devre kuplaj kapasitesi ile uçlara aktarılan empedansın nasıl değiştiğini gösteren bir devredir. Görüldüğü gibi V_1 gerilimi $\frac{C_1+C_2}{C_1} V_2$ 'dir. Yani V_2 gerilimi $k = \frac{C_1+C_2}{C_1}$ kadar büyütülerek V_1 noktasına aktarılmıştır. R direnci ve L endüktansı, V_1 ucuna, k^2 kadar büyütülerek aktarılmıştır. Aynı uçtaki eşdeğer kapasite de C_2 / k^2 ile orantılı olarak V_1 ucuna aktarılır. Bunun tam tersi de geçerlidir. Yani, V_2 gerilimi V_1 ucuna küçültülerek de aktarılabilir. Hesaplamalar bu duruma göre de kolayca yapılır [7,8].

2.3 Çok Katlı Akortlu Kuvvetlendiricilerde Toplam Frekans Eğrisi

Bir önceki bölümde, kuvvetlendiricinin kazanç artırımı için, katların art arda bağlanmasından söz edilmişti. Katların art arda bağlanmasıyla, geçirme bandının seçiciliği de artar. Fakat bant genişliği de buna bağlı olarak değişir. Örneğin, Q değerleri aynı olan n tane kat art arda bağlansın. Bu durumda bant genişliği $B_T = B\sqrt{2^{1/n} - 1}$ olur. Aynı frekansa akortlu, Q değerleri farklı katlar da art arda bağlanabilir. Q değeri küçük olan katın bant genişliği daha büyüktür.

İki katlı bir kuvvetlendiricinin kazancının frekansla değişimi Şekil 2.4'te verilmiştir. Burada katlar görüldüğü gibi aynı ω_0 frekansına akortlanmışlardır. Sıfır-kutup diyagramından da görüldüğü gibi, kutupların sanal kısımları $\pm j\omega_0$ değerindedir. Bant genişliği büyük olanın değer katsayısı daha küçüktür. Katları ω_0 'ya akortlanmış iki kutuplu bir kuvvetlendiricinin kutup-sıfır diyagramı Şekil 2.5'te verilmiştir.

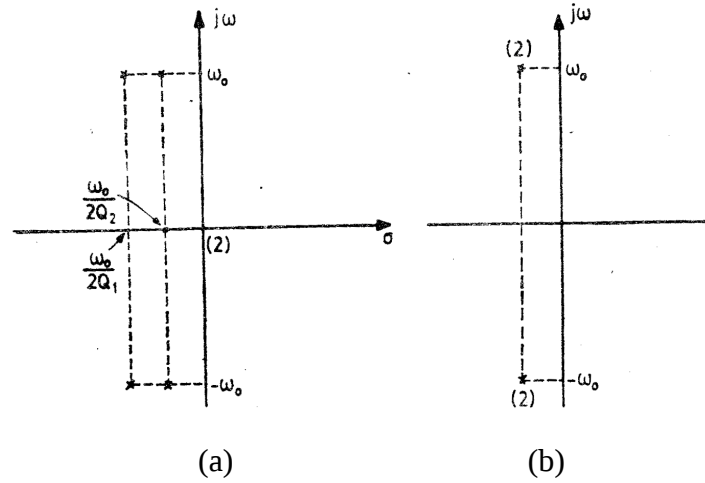


Şekil 2.4: İki katlı bir kuvvetlendiricinin kazancının frekansla değişimi [1].

Farklı frekanslara akort edilen katları da art arda bağlayarak akortlu kuvvetlendirici elde edilebilir. Oluşan kuvvetlendiricinin ω_0 akort frekansı yakınlarında kazanç bağıntısı

$$K = K_{01}K_{02} \frac{\omega_{01}\omega_{02}}{2Q_12Q_2} \frac{1}{(s-s_1)(s-s_2)} \quad (2.7)$$

olarak hesaplanır.



Şekil 2.5: Katları ω_0 'a akortlanmış iki kutuplu bir kuvvetlendiricinin kutup-sıfır diyagramı (a) $Q_1 < Q_2$ için, (b) $Q_1 = Q_2$ için [1]. σ

$\omega_{01} < \omega_x < \omega_{02}$ frekans aralığında kazançta bazı değişimler meydana gelir. ω_{01} ve ω_{02} 'de maksimum değerine ulaşan kazanç, bu iki frekans arasında birinden diğerine giderken önce azalır, ötekine yaklaşırken sonra artış gösterir. ω_{01} ve ω_{02} arasındaki minimum kazançlı noktaya karşılık gelen frekans devrenin akort

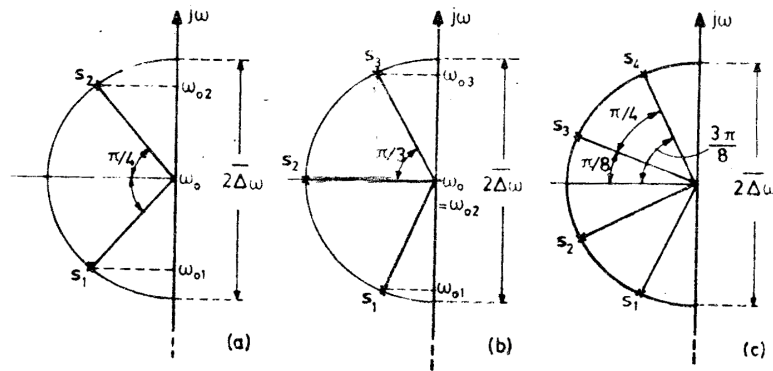
frekansdır. Bu kazanç değerinin 3dB düştüğü frekanslar arasındaki fark da devrenin bant genişliğini verir.

Bu şekilde bağlanmış devrelerde bant genişliği arttırılmış olur ve elde edilen eğride geçirme bandı çift tepeli olur. Bu yönteme *kademeli akort* denir. Kademeli akortta, tepeciksiz, maksimum düzlükte bir frekans eğrisi elde etmek de mümkündür. Kutupları belli bir kurala göre seçip, maksimum düzlükte bir frekans eğrisi elde edebiliriz. Bu eğriye verilebilecek en güzel iki örnek Butterworth ve Chebyshev tipi frekans eğrileridir [1].

2.3.1 Butterworth ve Chebyshev tipi frekans eğrisi elde etme

Kutuplar, merkezi ω_0 'da olan, çapı da kuvvetlendiricinin bant genişliğine eşdeğer olan bir çemberin üzerine simetrik olarak yerleştirilirler. Bu sayede maksimum düzlükte Butterworth tipi bir frekans eğrisi veren akortlu kuvvetlendiriciler elde etmek mümkündür. Örnekler Şekil 2.6'da verilmiştir.

Kutupları başka yöntemlerle dağıtarak, kademeli akortlu kuvvetlendiriciler de elde etmek mümkündür. Bunun bir örneği de Chebyshev tipi frekans eğrisidir. Payda polinomlarının katsayılarıyla hesaplanabilen Chebyshev fonksiyonu, aynı zamanda Butterworth yaklaşımından faydalanarak da bulunabilir.

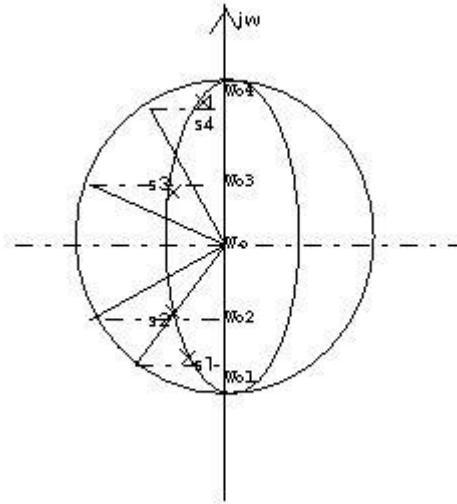


Şekil 2.6: Maksimum düzlükte (Butterworth tipi) bir frekans eğrisi için gerekli kutup dağılımları (a) iki katlı; (b) üç katlı; (c) dört katlı devre için [1].

Şekil 2.7'den de anlaşıldığı gibi, büyük eksen $2\Delta\omega$ olan bir elips, çapı $2\Delta\omega$ olan çemberin içine yerleştirilir. Kaç katlı devre tasarlanacaksa, Butterworth tipi eğri için yapıldığı gibi, çember üzerine kutuplar yerleştirilir. Bu kutupların her birinden, elipse

doğru, $j\omega$ eksenine dik olacak şekilde çizgiler çizilir. Elipsi kestiği noktalar Chebyshev eğrisi verecek olan kuvvetlendiricinin kutuplarını gösterir.

Elipsin basıklığı, oluşan tepeciklerin boyu ile ilgilidir. Elips ne kadar basıksa, tepe dalgalılığı o kadar büyük olur.



Şekil 2.7: Chebyshev kutuplarının Butterworth kutuplarından faydalanılarak bulunması [1].

Sanal kısmı Butterworth tipi filtreyle aynı olan Chebyshev tipi kuvvetlendiricinin kutuplarının reel kısımları şu şekilde hesaplanır:

$$\text{Re}_{[si]C} = \tan(a) * \text{Re}_{[si]B} \quad (2.8)$$

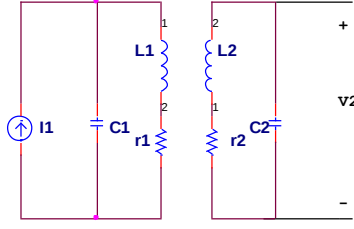
n: mertebe, r: tepe dalgalılığı (dB)

$$a = \frac{1}{n} \sinh^{-1} \frac{1}{\sqrt{\epsilon}}, \quad \epsilon = \log^{-1} \frac{r}{10} - 1 \quad (2.9)$$

2.4 Çift Akortlu Kuvvetlendiriciler

İki rezonans devresinin, bağlama kapasitesi ya da transformatör ile bağlaştırılmasıyla elde edilen devrelere *çift akortlu devreler* denir.

Çift akortlu kuvvetlendiriciler, genellikle bir kuvvetlendirici elemanının yükü olarak kullanılırlar. Bu nedenle bir akım kaynağı ile sürüldüğü durumu incelemek mantıklıdır. Şekil 2.8'deki transformatörlü devre incelensin:



Şekil 2.8: Çift akortlu devre.

C_i 'ler ($i = 1, 2$) toplam paralel kapasiteleri, r_i 'ler bobin kayıplarını, L_i 'ler ise transformatörün bobinlerini gösterebilir. L_1 ve L_2 bobinleri arasındaki endüksiyon katsayısı M ve kuplaj katsayısı $k = M/\sqrt{L_1 L_2}$ olduğu devrede geçiş empedans işlevine bakarsak

$$\frac{V_2}{I_1} = \frac{sM}{(1 + sr_1 C_1 + s^2 L_1 C_1)(1 + sr_2 C_2 + s^2 L_2 C_2) - s^4 M^2 C_1 C_2} \quad (2.10)$$

buradan $\omega_{o1} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}$, $\omega_{o2} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}$, $Q_1 = \frac{1}{r_1 C_1 \omega_{o1}}$, $Q_2 = \frac{1}{r_2 C_2 \omega_{o2}}$ tanım bağıntıları ile transfer empedansını baştan yazılabilir.

$$\frac{V_2}{I_1} = \frac{sM\omega_{o1}^2 \omega_{o2}^2 Q_1 Q_2}{(\omega_{o1}^2 Q_1 + s\omega_{o1} + s^2 Q_1)(\omega_{o2}^2 Q_2 + s\omega_{o2} + s^2 Q_2) - s^4 k^2 Q_1 Q_2} \quad (2.11)$$

Sıfırda bir sıfırı ve dört adet kutbu olan bu devrenin paydasını $k \ll 1$ durumunu düşünerek yazılabilir.

$$(\omega_{o1}^2 Q_1 + s\omega_{o1} + s^2 Q_1(1 - k))(\omega_{o2}^2 Q_2 + s\omega_{o2} + s^2 Q_2(1 + k)) \quad (2.12)$$

(2.12) denkleminde kutupları çekildiğinde ($4Q^2(1 \pm k) > 1$) olduğunu da düşünerek ve bazı yuvarlamalar da yapılarak

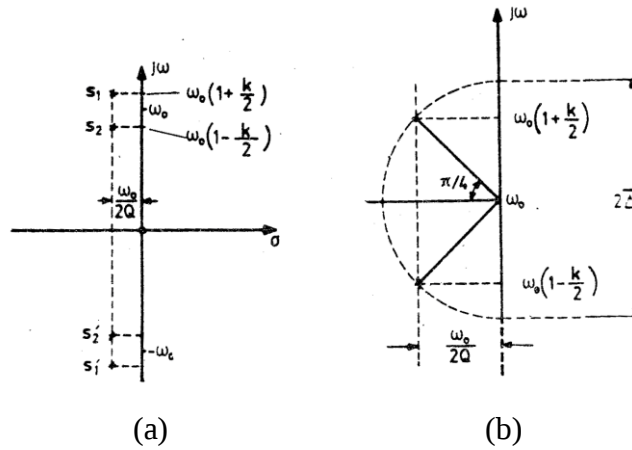
$$s_1, s_1' \cong -\frac{\omega_{o1}}{2Q_1(1-k)} \pm j\omega_{o1}\left(1 + \frac{k}{2}\right) \quad (2.13)$$

$$s_2, s_2' \cong -\frac{\omega_{o2}}{2Q_2(1-k)} \pm j\omega_{o2}\left(1 - \frac{k}{2}\right) \quad (2.14)$$

halini alır.

$k \ll 1$ olduğu için kutuplar birbirine çok yakın frekanslarda olurlar. Şekil 2.9 bu durumu ayrıntılı bir şekilde anlatmaktadır.

Maksimum düzlükte bir Butterworth eğrisi elde etmek istenirse, kutuplar Şekil 2.9 (b)'deki gibi seçilebilir.



Şekil 2.9: Çift akortlu devrenin (a) sıfır – kutup diyagramı; (b) maksimum düzlükte frekans eğrisi için kutup dağılımı [1].

Çok katlı devrelerde ise toplam frekans eğrisinin istenildiği gibi olması için gerekli k ve Q değerleri sıfır-kutup diyagramından kolayca hesaplanabilir. Şekil 2.10 ve Şekil 2.11’de Butterworth tipi maksimum düzlükte frekans eğrisi ve Chebyshev tipi frekans eğrisi örnekleri, sıfır-kutup diyagramlarıyla açıklanmıştır.

Yükü çift akortlu olan bir devrenin transfer empedans fonksiyonunun nasıl hesaplandığına daha önceki alt bölümde verilmişti. Kuvvetlendirici elemanında I_1 geriliminin $I_1 = -g_m V_{in}$ şeklinde olduğu bilinmektedir. Bu durumda gerilim kazancı kısaca

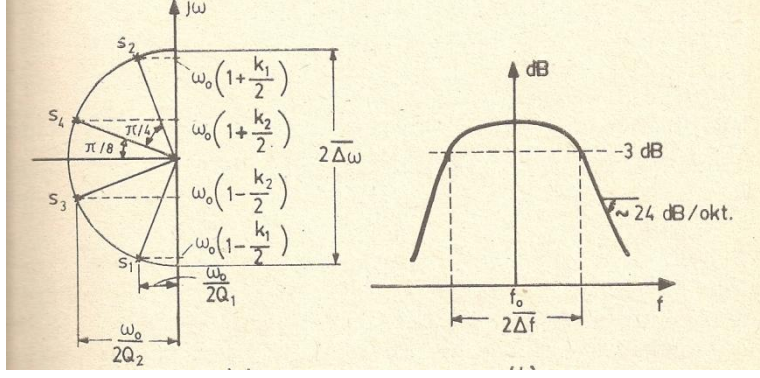
$$\frac{V_2}{V_{in}} = \frac{V_2}{I_1} \frac{I_1}{V_{in}} \quad (2.15)$$

olur.

Yükü tek akortlu bir devrenin elemanları ile çift akortlu yüklü bir devrenin kazanç fonksiyonları incelenmiş ve elde edilen maksimum kazancın, çift akortlu devrede yarıya düştüğü sonucuna varılmıştır [1,7].

2.5 Akortlu Kuvvetlendiricilerde Kararsızlık Problemi

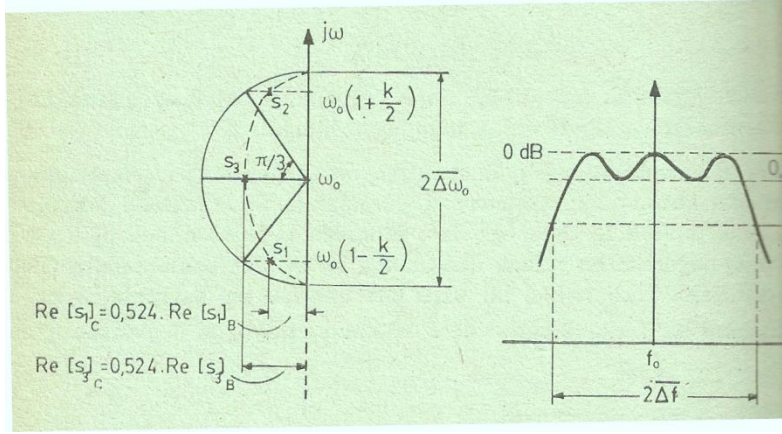
Şu ana kadar yapılan tüm hesaplarda, kullanılan kuvvetlendirici elemanının (transistor) parazitik elemanları hesaba katılmamıştı. Bu kapasitelerin varlığını hesaba katarak devrenin kararlı kalma koşuluna bu bölümde kısaca değinilecektir. Girişinde ve çıkışında birer rezonans devresi olan kuvvetlendirici incelensin (Şekil 2.12).



(a)

(b)

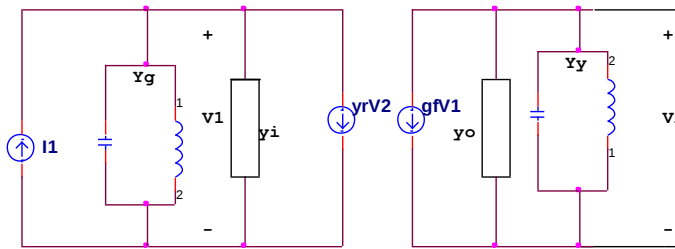
Şekil 2.10: (a) Her biri çift akortlu iki katlı devrede, maksimum düzlükte frekans eğrisi için kutup dağılımları (b) bu devrenin frekans cevabı (Butterworth) [1].



(a)

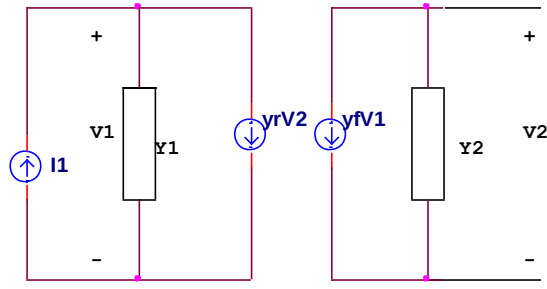
(b)

Şekil 2.11: (a) Biri tek, diğeri çift akortlu iki katlı bir kuvvetlendiricide 0.5dB tepe dalgalılıklı Chebyshev tipi frekans eğrisi için kutup dağılımları; (b) bu devrenin frekans cevabı [1].



Şekil 2.12: Girişinde ve çıkışında birer paralel rezonans devresi olan kuvvetlendiricinin eşdeğer devresi.

Transistorun parametreleri verilmiş olsun ve bu parametre y_r ile tanımlanmış olsun. Girişteki rezonans devresinin admitansı y_i , kuvvetlendirici elemanının giriş admintansı ile toplamı Y_1 , çıkış rezonans devresinin admitansı y_o ve kuvvetlendirici elemanının çıkış admintansı ile toplamı Y_2 olsun (Şekil 2.13).



Şekil 2.13: Basitleştirilmiş eşdeğer devre.

V_2 / I_1 transfer empedansı yazılırsa

$$\frac{V_2}{I_1} = -\frac{y_f}{Y_1 Y_2 - y_r y_f} \quad (2.16)$$

olur. $Y_1 Y_2 = y_r y_f$ olması durumunda payda sıfır, yani kazanç sonsuz olur. Giriş sıfır olsa bile kazanç sonlu bir değere ulaşabilir. Bu koşullarda devre bir osilatör gibi çalışır. Bu durum kuvvetlendiricilerde istenmeyen bir durumdur ve kararsızlığa sebep olur.

Tasarlanan devre akortlu kuvvetlendirici olduğu için giriş ve çıkıştaki rezonans devrelerini aynı ω_0 frekansına akort edilmelidir. Y_1 admitansı

$$Y_1 = G_1 + j\omega C_1 - j\frac{1}{\omega L_1} = G_1 + j\omega C_1 \left(1 - \frac{1}{\omega^2 L_1 C_1}\right) \quad (2.17)$$

olarak yazılsın. $\omega_o^2 = \frac{1}{L_1 C_1}$ olduğu bilinmektedir. Bu durumda Y_1 yeniden yazılırsa

$$Y_1 = G_1 + j\omega C_1 \left(1 - \frac{\omega_o^2}{\omega^2}\right) = G_1 + jC_1 \left(\frac{(\omega - \omega_o)(\omega + \omega_o)}{\omega}\right) \quad (2.18)$$

olur ve $(\omega - \omega_o) = \Delta\omega$, $2\Delta\omega/\omega_o = \beta$, $Q_1 = C\omega_o/G_1$ tanım bağıntılarını da kullanarak

$$Y_1 = G_1(1 + j\beta Q_1) \quad (2.19)$$

$$Y_2 = G_2(1 + j\beta Q_2) \quad (2.20)$$

eşitliklerine ulaşılır. Buradan devrenin kararsızlık koşuluna tekrar bakıldığında

$$Y_1 Y_2 = y_r y_f \quad (2.21)$$

$$G_1 G_2 (1 + j\beta Q_1)(1 + j\beta Q_2) = y_r y_f \quad (2.22)$$

olduğu görülür. Eğer $Q_1 = Q_2 = Q$ ise ve y_r, y_f değerleri faz ve genlik olarak verilmiş ise

$$G_1 G_2 (1 + \beta Q)^2 = |y_r| e^{j\phi_r} |y_f| e^{j\phi_f} \quad (2.23)$$

haline gelir. $\Phi = \Phi_r + \Phi_f$ ile toplam açı kısaca $e^{j\emptyset}$ şeklinde ifade edilebilir. Eşitlik sanal ve reel kısımlarına ayrılırsa

$$G_1 G_2 (1 - (\beta Q)^2) = |y_r| |y_f| \cos \emptyset \quad (2.24)$$

$$2 G_1 G_2 \beta Q = |y_r| |y_f| \sin \emptyset \quad (2.25)$$

olur ve ara hesaplar da yapıldıktan sonra

$$\frac{|y_r| |y_f|}{G_1 C_1} \frac{(1 + \cos \emptyset)}{2} = 1 \quad (2.26)$$

şartı sağlandığında devrenin kararlı olacağı koşuluna ulaşılmış olur [1].

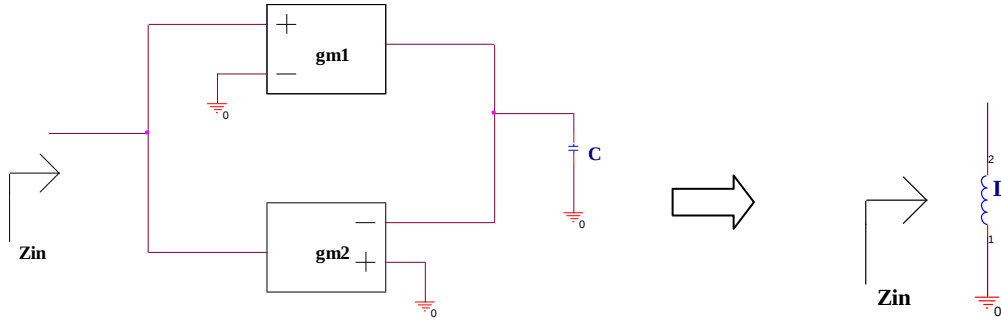
3. AKORTLU KUVVETLENDİRİCİLERDE AKTİF ENDÜKTANS KULLANIMI

Rezonans devresi kullanılarak tasarlanan akortlu kuvvetlendiricilerden ikinci bölümde söz edilmişti. Fakat rezonans devresinde kullanılan pasif endüktanslar hantal, pahalı bir eleman olmakla beraber devrede çok yer kaplamaktadır. Bu kullanım devrenin bant genişliğini sınırlandırmakta ve sistem maliyetini arttırmaktadır. 90'lı yılların başlarında, endüktansları silikon yonga üzerinde üretmek için yoğun çaba harcandı. Bu sayede kablosuz bir alıcı, tek yüzeyde tümleştirilebilecekti. Fakat bu da spiral endüktansın çok geniş bir silikon yüzeye ihtiyaç duyması sorununu ortaya çıkardı. Bu durumdan yola çıkarak, endüktansların aktif elemanlar kullanılarak tasarlanması, bu sayede silikon alanının küçülmesi büyük bir araştırma konusu haline geldi. Bu sayede fabrikasyon maliyeti azalacak ve tümdevrenin performansı geliştirilecekti.

Bu kısımda jirator (aktif endüktans) tanımı ve özellikleri, akortlu kuvvetlendirici için endüktans seçiminde temel alınan ölçütlerden ve iyileştirilmelerden söz edilecek, daha sonra da literatürde bulunan belli başlı RF uygulamalar için uygun aktif endüktanslardan söz edilecektir.

3.1 Jirator Tanımı

İki tane geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisinin sırt sırta bağlanması ile oluşan iki kapılı devreye *jirator* denir. Jiratorün bir ucuna kapasite bağlandığında (Şekil 3.1), diğer uçtan bakılınca (kayıpların olmadığı varsayıldığında) görülen eş değer empedans $Z_{eq} = \frac{sC}{g_{m1}g_{m2}}$ olur, yani kapasiteyle birlikte devre $L = \frac{C}{g_{m1}g_{m2}}$ değerinde olan bir topraklı endüktans gibi davranır. Jirator-C devrelerinin, aktif endüktans benzetimi yaptığını söylemek doğru bir ifadedir. Literatürdeki aktif endüktansların birçoğu bu prensibe dayanarak tasarlanmışlardır.



Şekil 3.1: Basitleştirilmiş tek uçlu jirator – C devresi ve eşdeğeri.

Bir jiratorün giriş admitans matrisi $Y = \begin{bmatrix} 0 & g_1 \\ -g_2 & 0 \end{bmatrix}$ şeklinde tanımlanmıştır. $g_1 = g_2 = g$ eşitliğini sağlayan jiratorlere *pasif jirator* denir. Buradaki ‘g’ *jirasyon katsayısı* olarak adlandırılır.

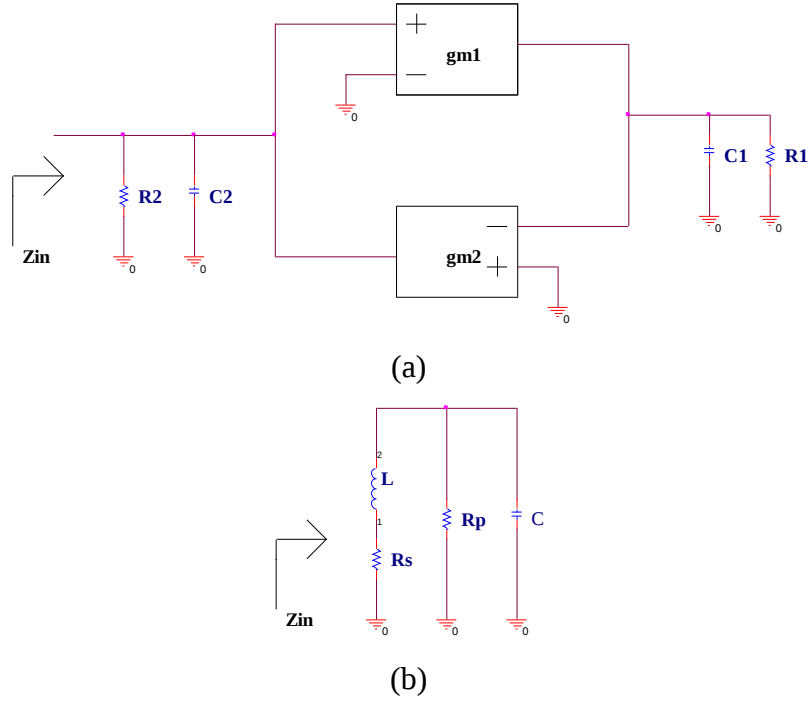
Jirator-C yapısında vurgulanması gereken önemli bir nokta da, ileri yolda bulunan geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisinin negatif, geri besleme yolundaki geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisinin ise pozitif işaretli olması gerektiğidir. Şekil 3.1’de geçiş iletkenliği kuvvetlendiricileri bir kutuyla gösterilirken, negatif olanı simgelemek için eksi uçtan, pozitif olanı simgelemek için de artı uçtan diğer geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisinin çıkışına bağlanmıştır.

Şekil 3.1’deki yapı, tek uçlu kayıpsız bir jirator-C devresini simgelemektedir. Pratikte ise bu durum pek mümkün değildir. Kayıplı jirator-C devresi ve eşdeğeri Şekil 3.2’de verilmiştir.

Kayıplı jirator-C devresinin eşdeğer empedansı hesaplandığında, endüktans L, ona seri gelen bir direnç R_s , L ve R_s ’e paralel gelen bir kapasite C_p ve bir paralel direnç R_p olduğu ortaya çıkar. Bu elemanların değerleri ise $R_p = R_2$, $C_p = C_2$, $R_s = \frac{1}{R_1 g_{m1} g_{m2}}$ ve $L = \frac{C_1}{g_{m1} g_{m2}}$ ’dir.

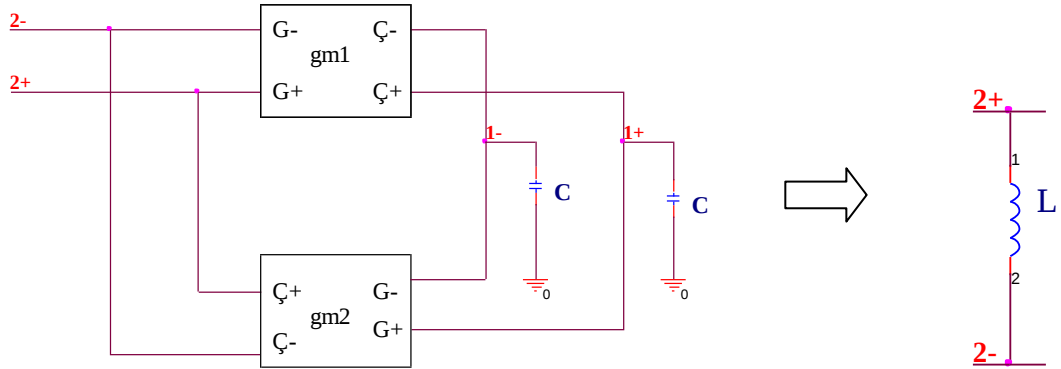
Tek uçlu aktif endüktanslar, özellikle RF uygulamaları gibi birçok alanda tercih edilseler de, iki ucu serbest jiratorlere de tasarımlarda oldukça ihtiyaç vardır. Çift uçlu jiratorün tek uçlu jiratoründen tek farkı, kullanılan geçiş iletkenliği kuvvetlendiricilerinin farksal (differential) yapıda olmasıdır (Şekil 3.3). Girişten bakıldığında görülen eşdeğer empedans $Z_{eq} = \frac{2sC}{g_{m1} g_{m2}}$ yani eşdeğer endüktans

$$L = \frac{2C}{g_{m1} g_{m2}} \text{’dir.}$$



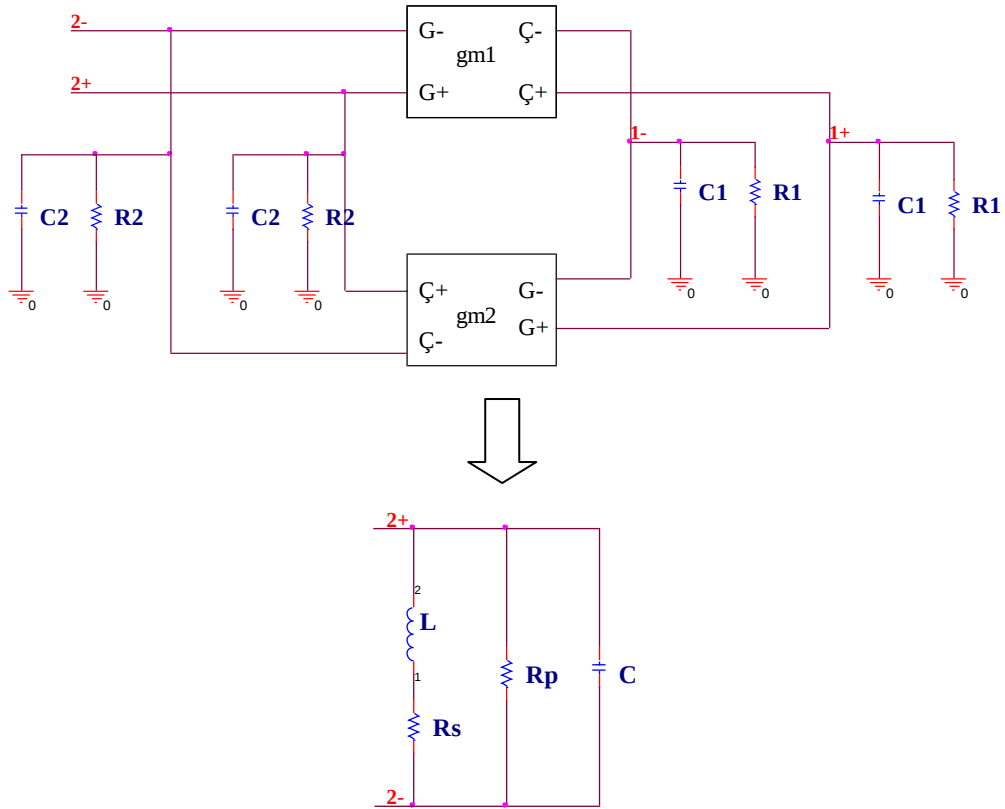
Şekil 3.2: Kayıplı jirator – C devresi (a) kapalı gösterim, (b) eşdeğer devresi.

Şekil 3.3'te ele alınan devre kayıpsız iki uçlu aktif endüktansı simgelemektedir. Pratikte bu sonuca ulaşmak çok da kolay değildir. Zaten jirator-C devreleri belirli bir frekans bölgesinde endüktif davranış göstermektedir. Şekil 3.4'te iki uçlu kayıplı endüktans devresi ve eşdeğeri verilmiştir. Paralel RLC devresi gerçekleyen jiratorün eleman değerleri, $R_p = 2R_2$, $C_p = C_2/2$, $R_s = \frac{1}{2R_1g_{m1}g_{m2}}$ ve $L = \frac{C_1}{2g_{m1}g_{m2}}$ 'dir.



Şekil 3.3: İki ucu serbest jirator-C devresi ve eşdeğeri.

İki ucu serbest jirator-C aktif endüktanslarının en büyük avantajı dinamik aralığının tek uçlu jiratorlere göre daha iyi olmasıdır. Ayrıca gerilim salımı da, aynı yapıyla tasarlanmış tek uçlu aktif endüktansın yaklaşık iki katıdır [9,20].



Şekil 3.4: Kayıplı iki ucu serbest jirator – C devresi ve pasif eşdeğeri.

3.2 Akortlu Kuvvetlendirici İçin Seçilecek Aktif Endüktans Özellikleri ve Yapılabilecek İyileştirmeler

Akortlu kuvvetlendiriciler, dar bir bandı seçip kuvvetlendirme özelliğine sahip oldukları için, seçilen endüktansın kalite faktörünün (Q) çok büyük olması gerekmektedir. Tasarlanan uygulamaya bağlı olarak, self rezonans frekansı da uygun olan bir aktif endüktans seçilmelidir. Ayrıca endüktansın ayarlanabilir olması, tasarlanacak olan kuvvetlendirici için de esneklik sağlar. Doğrusallık, kararlılık, güç tüketimi gibi kısıtları da diğer belirleyici etkenlerdir.

3.2.1 Kalite faktörü

Şekil 3.2’de verilen kayıplı jirator devresi ile tasarlanan bir akortlu kuvvetlendirici ele alındığında, endüktansa seri gelen direnç ile onlara gelen paralel direncin kalite faktörü üzerinde etkisi oldukça büyük olduğu anlaşılır. Fakat kalite faktörü sadece bu dirençlerle değil aynı zamanda frekans değişimi, gerilim salımı, aktif endüktanstaki transistorların doğru kutuplanıp kutuplanmadığı gibi etkenlerle de değişebilmektedir.

Bir endüktansın kalite faktörü Q, endüktansta bir periyotta saklanan net manyetik enerjinin, bir periyotta endüktansta oluşan kayba oranıdır.

$$Q = 2\pi \frac{\text{Bir periyotta saklanan enerji}}{\text{Bir periyotta harcanan enerji}} \quad (3.1)$$

Aktif endüktansın kompleks gücü

$$P(j\omega) = I(j\omega)V^*(j\omega) = \text{Re}[z]|I(j\omega)|^2 + j\text{Im}[z]|I(j\omega)|^2 \quad (3.2)$$

formülü ile elde edilir. Burada $\text{Re}[z]$ endüktansın direncini, $\text{Im}[z]$ ise endüktif reaktansı simgeleri. $I(j\omega)$ ve $V(j\omega)$ sırasıyla endüktans üzerinden akan akım ve endüktans üzerine düşen gerilimi belirtir. (3.2)'deki ilk terim, endüktansın parazitik dirençlerinden kaynaklanan enerji kaybını, ikinci terim ise endüktansta tutulan manyetik enerjiyi tanımlar. (3.1) ve (3.2) eşitlikleri bir arada düzenlenip yeniden yazılırsa

$$Q = \frac{\text{Im}[z]}{\text{Re}[z]} \quad (3.3)$$

haline gelir. (3.3) formülüyle birlikte kayıplı aktif endüktans devresi için (Şekil 3.2) verilen Q formülü

$$Q = \left(\frac{\omega L}{R_s}\right) \left(\frac{R_p}{R_p + R_s \left[1 + \left(\frac{\omega L}{R_s}\right)^2\right]}\right) \left(1 - \frac{R_s^2 C_p}{L} - \omega^2 C_p L\right) \quad (3.4)$$

halini alır. (3.4) formülü üç bölüme ayrılıp incelenir.

$$Q = Q_1 Q_2 Q_3 \quad (3.5)$$

$$Q_1 = \frac{\omega L}{R_s} \quad (3.6)$$

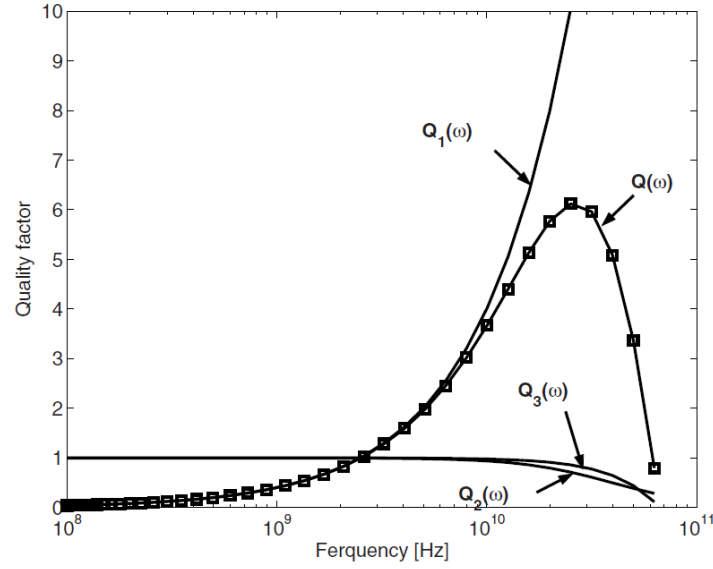
$$Q_2 = \left(\frac{R_p}{R_p + R_s \left[1 + \left(\frac{\omega L}{R_s}\right)^2\right]}\right) \quad (3.7)$$

$$Q_3 = \left(1 - \frac{R_s^2 C_p}{L} - \omega^2 C_p L\right) \quad (3.8)$$

Q_1 , düşük frekanstaki kalite faktörünü tanımlarken, Q_2 MOSFETlerin sonlu çıkış empedanslarının etkisiyle ortaya çıkan kalite faktörüdür. Q_3 ise, geçiş iletkenliği kuvvetlendiricileri kesim frekansına yaklaşırken kaybolan kalite faktörünü simgeler [5]. Q_2 ve Q_3 yüksek frekanslarda ortaya çıkmaktadır.

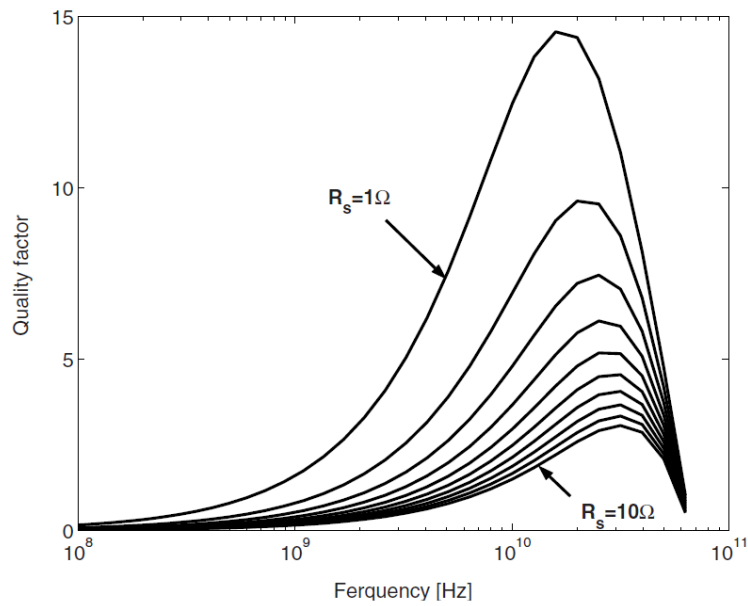
Q değerinin ayrıntılı formülüyle (3.4) birlikte verilecek bir örnekle frekansın, seri ve paralel direncin Q değeri üzerindeki etkisi daha iyi anlaşılabilir.

$R_s = 4\Omega$, $R_p = 1k\Omega$, $C_p = 140fF$ ve $L = 1.6nH$ [6] değerlerini benzeten bir aktif endüktansın, Q değeri-frekans değişim eğrisi Şekil 3.5'te verilmiştir. R_s ve R_p 'nin Q değerine etkisi ise sırasıyla Şekil 3.6 ve Şekil 3.7'de verilmiştir.



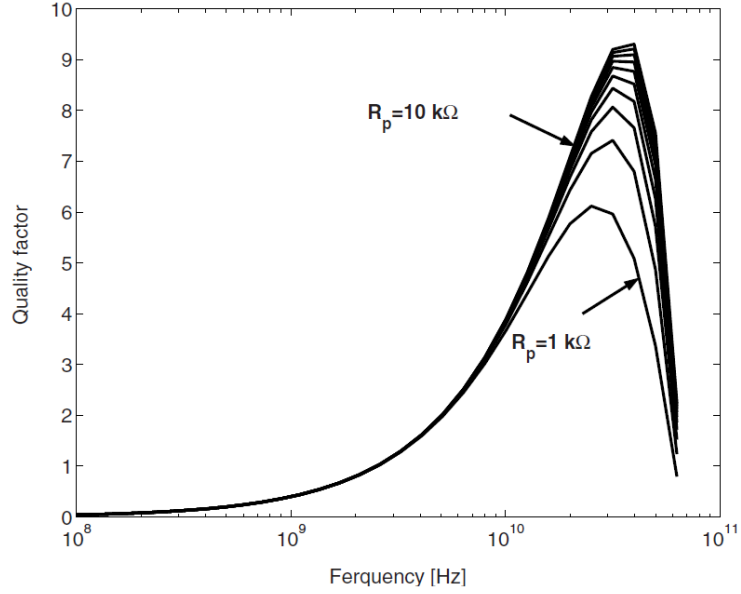
Şekil 3.5: Kalite faktörü – frekans değişimi [10].

Şekil 3.6 ve Şekil 3.7'den görüldüğü gibi seri ve paralel dirençlerin kalite faktörü üzerinde büyük etkileri vardır. Kalite faktörünü R_s 'i azaltarak arttıran metotların birkaçı aşağıda verilmiştir.



Şekil 3.6: R_s değişimiyle Q – frekans eğrisi (1Ω 'luk basamaklarla) [10].

Şekil 3.2’de verilen kayıplı jirator ele alınsın. Seri direnç $R_s = \frac{G_1}{g_{m1}g_{m2}}$ olduğu için, $G_1 (= 1 / R_1)$ azaltılarak seri direnç azaltılabilir yani Q değeri arttırılabilir. Burada G_1 , pozitif geçiş iletkenliği elemanının çıkış empedansı olduğu için, büyük çıkış empedanslı eleman kullanmak büyük öneme sahiptir. Buna en güzel örnek kaskod geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisidir. Kaskod devrenin dc kazancı iyileştirerek çıkış empedansını arttırır.



Şekil 3.7: R_p değişimiyle Q-frekans eğrisi ($1k\Omega$ ’luk basamaklarla) [10].

Aynı zamanda g_{m1} ve g_{m2} değerlerini arttırarak da seri direnç azaltılabilir. Bu sayede Q arttırılmış olur. Fakat güç tüketimi de artar ve eşdeğer endüktans değeri azalır.

Kalite faktörünü arttırmada kullanılan başka bir yöntem de negatif direnç kullanmaktır. Bunun için önce devredeki eşdeğer direnci hesaplamak gerekir.

Teorik olarak seri RL devresini paralel RL devresine dönüştürmek mümkündür.

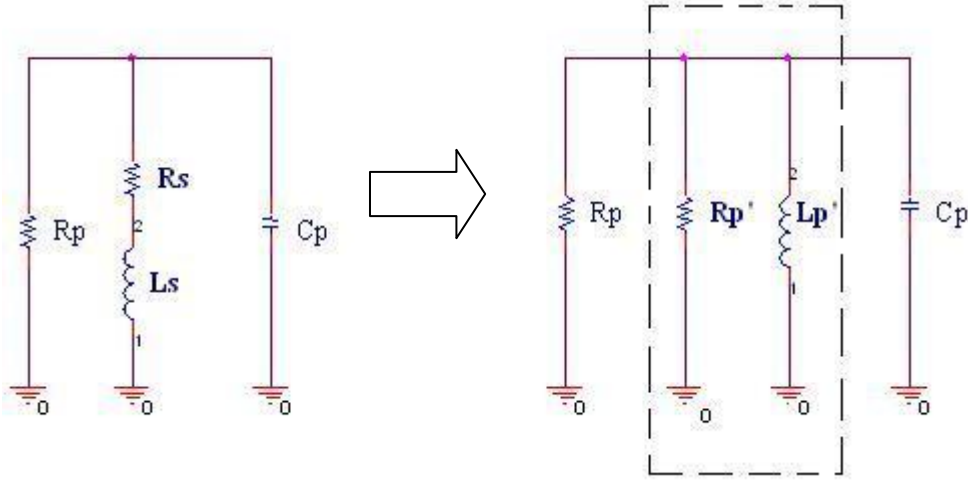
$$R_s + j\omega L_s = \frac{j\omega R_p' L_p'}{R_p' + j\omega L_p'} \quad (3.9)$$

(3.9) ifadesinden yola çıkarak paralel RL devresinin eleman değerleri R_s ve L_s cinsinden yazılabilir.

$$R_p' = R_s(1 + Q^2) \quad (3.10)$$

$$L_p' = L_s \left(1 + \frac{1}{Q^2}\right) \quad (3.11)$$

(3.10) ve (3.11)'de $Q = \frac{\omega L_s}{R_s}$ 'tır. Kayıplı jirator devresi eşdeğeri üzerinde uygulandığında ise sonuç Şekil 3.8'deki gibi olur.



Şekil 3.8: Seri RL'den paralel RL'ye geçişin kayıplı aktif endüktans eşdeğeri üzerinde gösterilmesi.

Devrenin kalite faktörüne bakıldığında;

R_s ihmal edilebilecek kadar küçük ise

$$Q = \frac{R_p}{\omega L_s} \left(1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right) \quad (3.12)$$

ve ω_0 'dan küçük frekanslar için kalite faktörü

$$Q = \frac{R_p}{\omega L} \quad (3.13)$$

olur. Eğer R_p çok büyükse

$$Q = \frac{\omega L}{R_s} \left(1 - \left(\frac{\omega_z}{\omega_0} \right)^2 - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right) \quad (3.14)$$

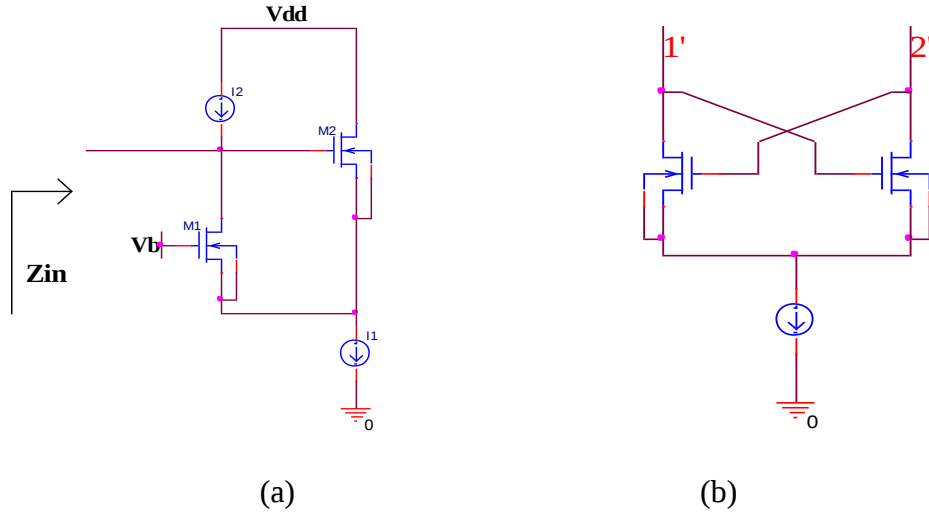
ve $\omega_z < \omega < \omega_0$ iken kalite faktörü

$$Q = \frac{\omega L}{R_s} \quad (3.15)$$

olur.

Toplam parazitik direnç $R_{\text{Toplam}} = R_p \parallel R_p'$ olduğundan, bağlanacak negatif direnç $R_{\text{Negatif}} = -R_{\text{Toplam}}$ olmalı ve C_p 'ye paralel olarak bağlanmalıdır. R_s ve R_p frekansa bağlı dirençlerdir ve R_{Negatif} 'te frekansa bağlı bir direnç seçilmelidir. Jiratorlerde kullanılabilecek tek uçlu ve çift uçlu negatif empedans örnekleri Şekil 3.9'da

verilmiştir. Bu kompanzasyon tekniği, uygulaması çok kolay olmayan, kararsızlığa yol açabilen bir yöntemdir. Eleman değerleri seçilirken dikkatli davranılmalıdır. Aynı zamanda güç tüketimini de artırır.



Şekil 3.9: Negatif direnç; (a) tek ucu topraklı, (b) iki ucu yüzer.

3.2.2 Frekans aralığı

Kayıplı aktif endüktanslar, belirli bir frekans aralığında endüktif özellik gösterirler. Aktif endüktansın eşdeğer empedansı yeniden incelenir (Şekil 3.2).

$$Z = \left(\frac{R_s}{L C_p} \right) \frac{s \frac{L}{R_s} + 1}{s^2 + s \left(\frac{1}{R_p C_p} + \frac{R_s}{L} \right) + \frac{R_p + R_s}{R_p C_p L}} \quad (3.16)$$

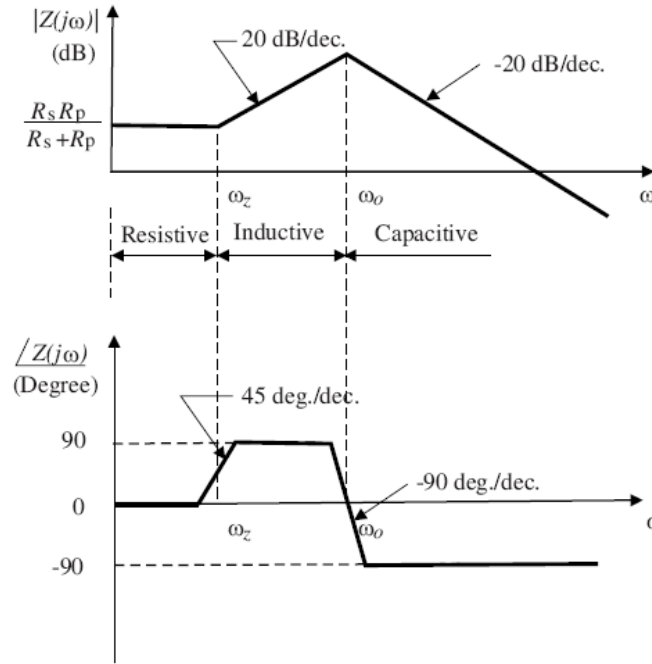
(3.16) ile elde edilen denklemde sıfır ve kutup frekansları sırasıyla $\omega_z = \frac{R_s}{L}$ ve

$$\omega_p = \sqrt{\frac{R_p + R_s}{R_p C_p L}} \text{ olur.}$$

$R_p \gg R_s$ iken, $\omega_p \approx \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{C_p L}}$ olmaktadır. Z empedansının Bode grafiği çizildiğinde görülür ki (Şekil 3.10), $\omega < \omega_z$ iken jirator rezistif, $\omega_z < \omega < \omega_0$ iken endüktif ve $\omega > \omega_0$ iken de kapasitif özellik göstermektedir. Bu frekans aralığı dikkate alınarak, tasarlanan kuvvetlendiricide kullanılacak aktif endüktans dikkatlice seçilmelidir.

ω_0 ve ω_z denklemlerinden anlaşıldığı gibi, R_p 'nin frekans aralığında herhangi bir etkisi yok iken ($R_p \gg R_s$), R_s frekans aralığında alt sınırı belirlemede oldukça

etkilidir. R_s 'i azaltmak, aktif endüktansın çalışma alanını arttırmaktadır. Seri direnci azaltma yöntemlerinden Bölüm 3.2.1'de söz edilmişti.



Şekil 3.10: Kayıplı jirator – C devresinin Bode grafikleri [10].

Frekans aralığını genişletmek de C_p kapasitesini azaltmakla mümkündür. Eğer dışarıdan eklenen bir kapasiteyse, değeri istenen rezonans frekansına göre belirlenir. Eğer geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisinin parazitik kapasitesi ise, transistörlerin boyutlarını ya da kullanılan transistör modelini değiştirerek ayarlanabilir. Fakat boyutlar değiştirilirken, jiratorün eşdeğer endüktansı ve seri direnci de değişmektedir. Değişimler bu ölçütlere dikkat edilerek yapılmalıdır.

3.2.3 Ayarlanabilirlik

Filtre, osilatör, kuvvetlendirici gibi birçok alanda kullanılan aktif endüktansların geniş bir değer aralığında ayarlanabilmesi çok önemlidir. Kayıplı jirator-C devresinde (Şekil 3.2) benzetimi yapılan eşdeğer endüktans $L = \frac{C_1}{g_{m1}g_{m2}}$ olduğundan, g_m ya da C değerleri ayarlanabilir elemanlarla gerçekleştirirse, endüktans değeri de ayarlanabilir olur. Kapasite değeri, CMOS varaktörler kullanılarak ayarlanabilir. Fakat varaktörler küçük değerler arasında değişebilmektedir. g_m değeri ise, geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi olarak kullanılan transistörlerin, dc çalışma noktalarıyla oynayarak ayarlanabilir. Bu yaklaşım sayesinde daha geniş bir endüktans aralığında ayarlama yapmak mümkündür. Fakat jiratordeki tüm transistörlerin doymalı bölgede

çalışması gerekir. Dikkat edilmesi gereken diğer bir husus ise, R_s direncinin de g_m değıştikçe değışmesidir. Eğer mümkünse devrede L ve Q değęerlerinin birbirinden bağımsız olarak ayarlanması sağlanmalıdır.

3.2.4 Doğrusallık

Aktif endüktans özelliklerinden söz edilirken, geçiş iletkenliğı elemanlarının doğrusal oldukları varsayılmıştı. Bu varsayım, elemanların giriş gerilim salınımı küçükken geçerlidir. Eğer salınım büyükse, devre doğrusal olmayan bir davranış sergiler ve aktif endüktans artık doğrusal olmaktan uzaklaşır. Geçiş iletkenliklerinin salınımı, aktif endüktansın maksimum gerilim salınımı da kısıtlar.

Geçiş iletkenliğı elemanları doyma bölgesinde kutuplanırsa maksimum salınım, transistörün kısılma koşuluyla kısıtlıdır. Transistörler doğrusal çalışma bölgesine girdiklerinde ise, geçiş iletkenliğı değęeri g_m 'den g_{ds} 'e düşer. Bu da endüktans değęerinin $L = \frac{C_1}{g_{m1}g_{m2}}$ 'dan $L = \frac{C_1}{g_{ds1}g_{ds2}}$ 'ye artmasını sağlar. Transistörlerin dc çalışma noktasının değışmesi, endüktif özelliğinde herhangi bir değışim meydana getirmez (C_1 sabit kabul edilirse).

3.2.5 Kararlılık

(3.16) formülünde verilen kayıplı jiratorün eşdeğer empedansından kutuplar hesaplanırsa

$$p_{1,2} = \frac{C_1+C_2}{2C_1C_2} \left[-1 \mp \sqrt{1 - \frac{4C_1C_2g_{m1}g_{m2}}{(C_1+C_2)^2}} \right] \quad (3.17)$$

kutupların sol yarı düzlemde olduğı ve sistemin kararlı olduğı anlaşılır. Kararlılık (3.16) eşitliğinde verilen payda polinomu ile derecelendirilebilir.

$$s^2 + 2\omega_0\xi s + \omega_0^2 = 0 \quad (3.18)$$

(3.18) denklemini sağlayan payda polinomunda ξ sönümlleme katsayısı (damping factor) (3.19)'da verilmiştir.

$$\xi = \frac{1}{2\sqrt{g_{m1}g_{m2}}} \left(\sqrt{\frac{C_2}{C_1}} + \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \right) \quad (3.19)$$

Sönümleme katsayısı azaldıkça, osilasyon cevabı da o kadar artar. Hesaplamalar C_1 ve C_2 kapasitelerinin sabit olduğu varsayılarak ve transistorların parazitik etkilerini yok sayarak yapılmıştır [5].

3.2.6 Güç tüketimi

Spiral endüktanslar statik güç harcamazlar. Aktif endüktanslar ise kutuplama akımı ile geçiş iletkenliği elemanlarını kutupladığı için dc güç tüketirler. Kutuplama akımını azaltarak güç tüketimini azaltmak mümkündür. Akımı düşürmek, g_m değerini de azaltacağından, endüktans değeri de artmış olur. Bunun yanı sıra, seri dirençte büyür. Kutuplama akımı, aynalanarak jiratorün içine dağıtılırsa bu da devreye ekstra güç kaybı oluşturur. Kalite faktörünü arttırmak için kullanılan negatif dirençler de güç tüketimini arttıran etkenlerdendir.

4. FARKSAL-KASKOD AKTİF ENDÜKTANS

Endüktanslar, ister pasif olsun ister aktif elemanlarla benzetimi gerçekleştirilsin, yüksek kalite faktörü gerektiren uygulamalarda (bant geçiren süzgeç, rezonatör vb. gibi) önemli rol oynamaktadır. Aktif endüktanslarda yüksek kalite faktörünün yanında endüktansın ayarlanabilirliği, frekans aralığı gibi özelliklerinin önemi ve iyileştirilmesinden üçüncü bölümde söz edilmişti. Bunların yanı sıra, özellikle RF aktif endüktanslarda, devrede kullanılan elemanların sayısı, boyutları, devrenin yüksek frekans performansını etkilemektedir. Tüm bu özelliklere uygun olarak tasarlanmış, literatürdeki aktif endüktans devreleri ve bunlara alternatif olarak önerilen “Farksal-Kaskod Aktif Endüktans” yapısından bu bölümde söz edilecektir.

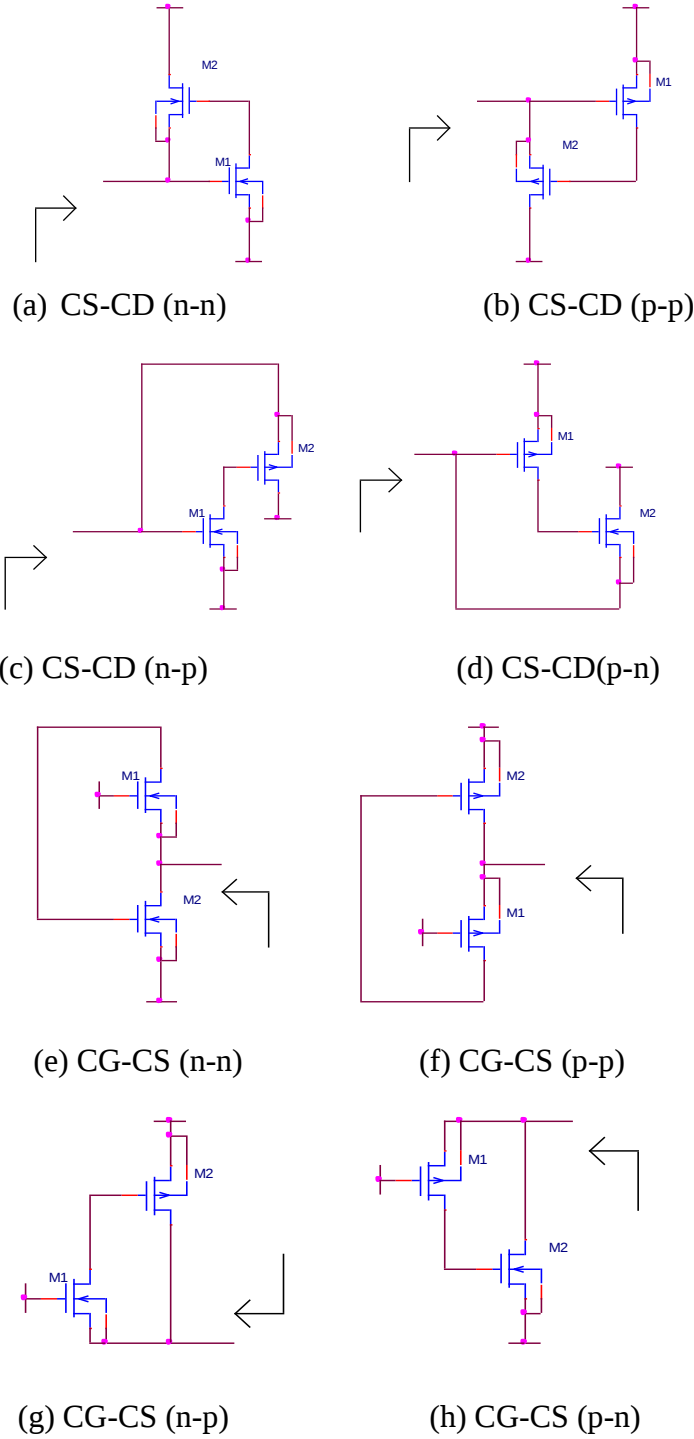
4.1 Literatürdeki Bazı RF Aktif Endüktans Devreleri

Jiratorün tanımı verildiğinde (Bölüm 3.1), biri pozitif, diğeri negatif geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisinden oluştuğu, bunların sırt sırta bağlandığında çıkış ucuna bağlanan kapasiteyi girişten bakıldığında bir endüktans elemanı gibi gördüğünden söz edilmişti. Yüksek frekanslarda çalışmak için, geçiş iletkenliği elemanını olabilecek en az sayıda transistörle elde etmek, kapasite elemanı olarak da transistörün içsel ve parazitik kapasitelerinden faydalanmak gerekir.

Geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisini tek transistörle gerçeklemek gerekirse, transistörün ortak – kaynak (common source – CS), ortak – savak (common drain – CD) ve ya ortak – geçit (common gate – CG) şeklinde bağlanması gerekir. CS bloğu negatif geçiş iletkenliği sağlarken, CG veya CD bloğu pozitif geçiş iletkenliği görevini üstlenir. Bu blokları kullanarak gerçekleştirilen jirator – C devreleri Şekil 4.1’de verilmiştir.

Bu jiratorlerin hepsi, paralel RLC devresi benzetimi yaparlar (Şekil 4.2). Şekil 4.2’den de görüldüğü gibi endüktansın yanında seri bir direnç vardır. Bu da endüktansın kayıplarını simgeler.

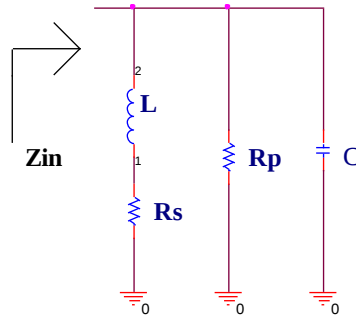
Şekil 4.1 (a)'da verilen jirator Ismail [2] tarafından önerilmiş ve Thanachayanont-Payne [3] tarafından daha sonra geliştirilmiştir. Yüksek Q ve geniş endüktif frekans karakteristiğine sahip olmasına rağmen, düşük gerilim uygulamaları için çok uygun bir devre değildir (en az $2V_{GS} + V_{DSAT}$ besleme gerilimine ihtiyaç duyar). Bu durumda Şekil 4.1 (c-d) jiratorları [8] düşük gerilimle çalışması gereken devrelerde tercih edilebilir (en az $V_{GS} + 2V_{DSAT}$ besleme gerilimine ihtiyaç duyar).



Şekil 4.1: İki transistorla gerçekleştirilen aktif endüktanslar.

Şekil 4.1 (e-f) jiratorleri CG-CS şeklinde bağlanmış geçiş iletkenliği kuvvetlendiricileriyle tasarlanmış olup, en az besleme gerilimi $V_{GS} + V_{DSAT}$ 'tır. Düşük gerilim uygulamaları için uygun olan bu devre, Q değeri konusunda sıkıntı yaşamaktadır. Q iyileştirimi için yapılan uygulamalar, rezonans frekansının azalmasına sebep olmakta, aynı zamanda güç tüketimini arttırmaktadır.

Şekil 4.1 (g-h) jiratorleri de $V_{GS} + 2V_{DSAT}$ gerilimine ihtiyaç duymaktadır ve düşük gerilim uygulamaları için uygun devrelerdir (Şekil 4.1 (e-f) devrelerinde sadece n-p değişimleri yapılmıştır). Savak akımlarını ayarlamak Şekil 4.1 (e-f) devrelerine göre daha esnektir ve bu da endüktans değerini ayarlamaya yardımcı olur. Fakat bu da yüksek güç tüketimi demektir.

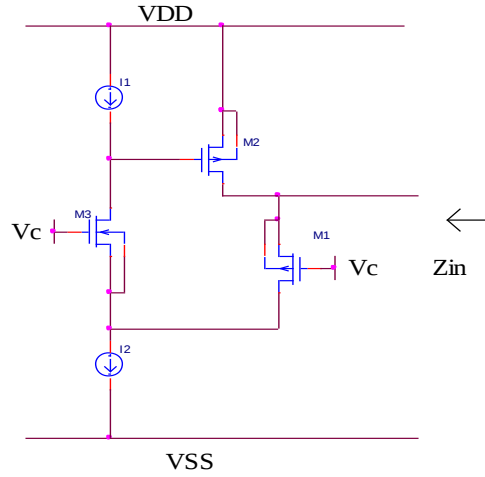


Şekil 4.2: Aktif endüktans eşdeğer devresi.

Yukarıda söz edilen 8 örnekten yola çıkılarak tasarlanan, literatürde birçok aktif endüktans devresi bulunmaktadır.

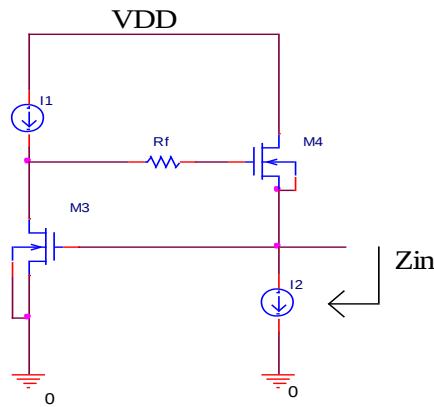
Thanachayanont [12] tarafından önerilen yüksek-Q VHF (çok yüksek frekans) aktif endüktans (Şekil 4.3), M_3 transistörü yok sayıldığında Şekil 4.1 (e-f) de verilen yapının aynısıdır. PMOS yapının kullanım sebebi gövde etkisinden kaçınmak ve gürültüyü azaltmaktır. M_3 negatif geri besleme sağlamakta, bu da çevrim kazancını arttırmaktadır. Bu sayede endüktansa seri gelen direnç azalmakta yani Q değeri artmaktadır. Endüktans değeri, kutuplama akımlarıyla birlikte ayarlanabilmektedir.

[5]'te önerilen jirator, Şekil 4.1 (a)'daki devrenin üzerinde değişiklik yapılarak tasarlanmıştır. Şekil 4.4'ten de anlaşılacağı gibi, bir adet geri besleme direnci, geçiş iletkenliği kuvvetlendiricilerinin arasına yerleştirilmiştir. Bu dirençle, endüktansa paralel gelen direnç artırılmış, sonucunda da Q değeri büyümüştür. Devre analiz edildiğinde, geri besleme direncinin, endüktans değerini de arttırdığı gözlemlenmiştir. Fakat bu direnç rezonans frekansının düşmesine sebep olur.



Şeki 4.3: Yüksek - Q VHF aktif endüktans.

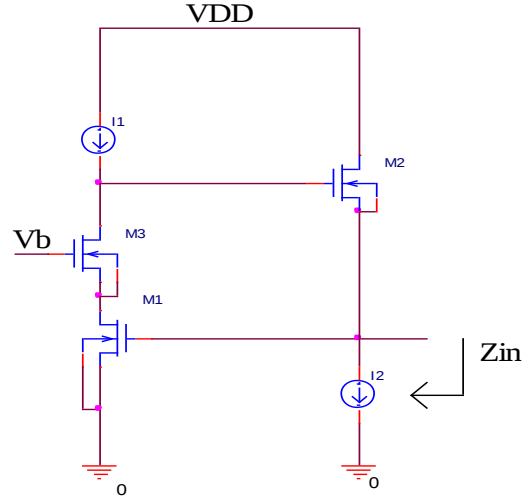
Thanachayanont ve Payne'nin [3] önerdiği aktif endüktanslar Şekil 4.1 (a)'daki CS-CD geçiş iletkenlikleri temel alınarak tasarlanmıştır. Şekil 4.5'te görüldüğü gibi, geçiş iletkenliği elemanı olarak tek transistorlu yapılardan biri yerine basit kaskod bloğu konmuştur. Bilindiği gibi kaskod devre, çıkış direncini artırır, yani DC kazancını iyileştirir. Fakat bu kullanım sonucunda eşdeğer endüktansa seri gelen negatif bir direnç oluşur. Negatif direnç kararsızlığa sebep olabileceğinden bu durumdan kaçınmak gerekir.



Şekil 4.4: [5]'de önerilen aktif endüktans devresi.

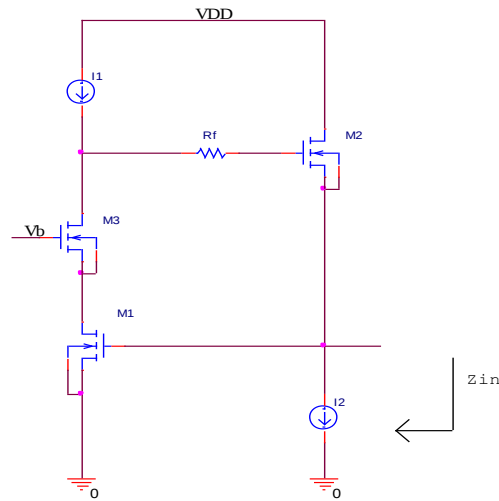
Şekil 4.5'te yer alan aktif endüktans, her ne kadar Şekil 4.1 (a) devresinin kalite faktörünü iyileştirmeye yönelik şekilde düzenlense de, dar bantlı uygulamalar için yeterli gelmeyebilir. Bu durumda, Hsiao [6] tarafından önerilen, geri besleme yoluna bir direnç bağlanan aktif endüktans devresi (Şekil 4.6) kalite faktörünü iyileştirerek paralel direnci artırır. Bu devrenin en büyük sıkıntısı ise, yüksek değerli dirençlere ihtiyaç duymasıdır.

Aynı bildiride [3] önerilen diğer bir devrede düzenlenmiş (regüle) kaskod yapıdan faydalanılmıştır. Bu yapıyla kaskod kazancı diğer kutuplama akımlarından bağımsız I_3 ile ayarlanabilmektedir (Şekil 4.7). Yani Q değeri ve merkez frekansı birbirinden bağımsız olarak ayarlanabilir. Devrenin yüksek frekans performansını etkilemese de, ekstra transistor ve akım kaynağı devrenin güç tüketimini arttırmıştır.

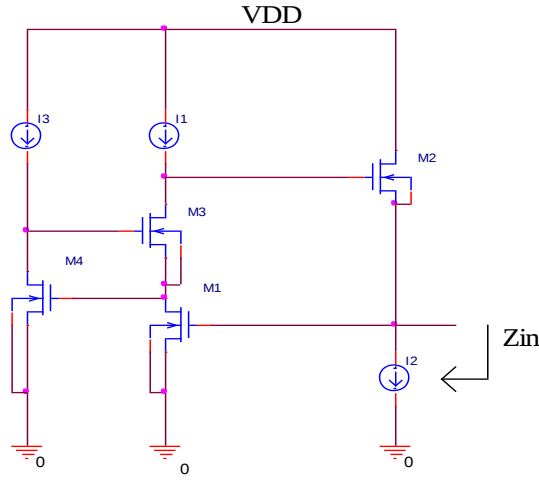


Şekil 4.5: Basit kaskod aktif endüktansı.

Weng ve Kuo'nun önerdiği aktif endüktans [13] ise, [3]'de önerilen basit kaskod ile tasarlanmış devre dikkate alınarak geliştirilmiştir. Basit kaskod aktif endüktansın Q değerinin azlığından yola çıkılarak, M_1 transistorunun g_m değerini arttırmaya (Şekil 4.8) karar verilmiş, bu da M_1 transistoruna bir akım kaynağı ekleyerek yapılmıştır. Bu sayede hem Q değeri hem de ω_o değeri büyümüştür. Fakat g_{m1} 'in artması, endüktans değerinin azaltması sıkıntısını da beraberinde getirmiştir.

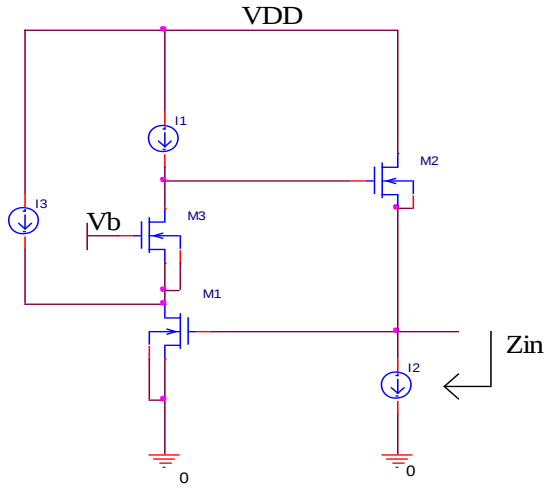


Şekil 4.6: Hsiao [6] tarafından önerilen aktif endüktans.



Şekil 4.7: Düzenlenmiş kaskod aktif endüktansı.

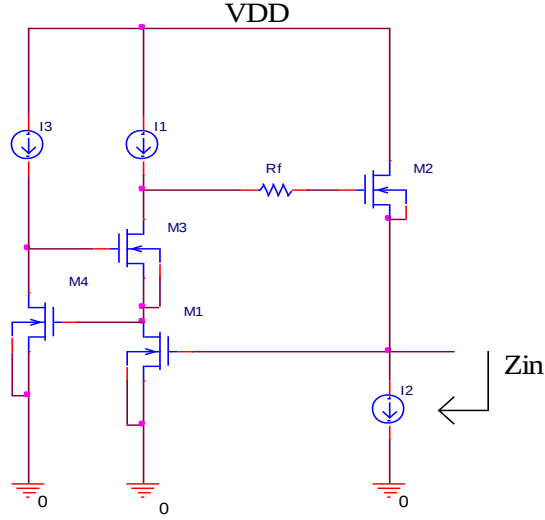
Regüle kaskod yapı [3]'de önerilmişti. [5]'te önerilen devrede ise basit aktif endüktans devresinin Q değeri, geri besleme direnci kullanılarak iyileştirilmişti. Bu geri besleme direnci düzenlenmiş kaskod yapıda da kullanılmış ve [14] yazarları tarafından önerilmiştir (Şekil 4.9). Direnç sayesinde, eşdeğer endüktans ve Q değeri geliştirilmiştir. Fakat devrenin kararlı kalabilmesi için, büyük geri besleme direncine ve büyük g_{m2} değerine ihtiyaç vardır. Bu da güç tüketimini artırır.



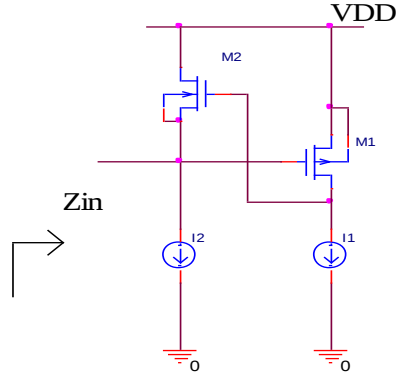
Şekil 4.8: Weng – Kuo'nun önerdiği aktif endüktans [13].

Lin-Payne'nin [8,15] beraber önerdiği aktif endüktans Şekil 4.1 (c-d)'de verilmişti. Akım kaynaklarıyla düzenlenmiş hali Şekil 4.10'da bulunmaktadır. Düşük gerilim uygulamaları için uygun olan bu endüktansın yüksek frekanslarda karşılaştığı bir sorun vardır. M_1 transistörü zayıf evrimde çalışmak zorunda kalabilir. Bu durum, iki transistörün de doyma bölgesinde çalışmasını garantilemek ile aşılabılır. Şekil 4.11'de görülen aktif endüktans [14] Şekil 4.10'a M_3 transistörünün eklenmiş halidir.

Bu transistor, gerilim öteleme işlemi yaparak M_1 , M_2 , M_3 transistorlarının doyma bölgesinde çalışmasını sağlar ve kararsızlık problemini ortadan kaldırmış olur. Düşük gerilim için uygun olan bu devreler kalite faktörü olarak sıkıntı yaşamaktadırlar.

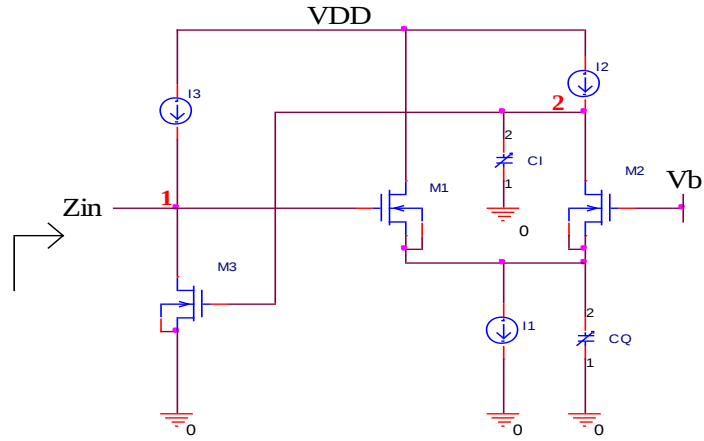


Şekil 4.9: [14]'de önerilen aktif endüktans.



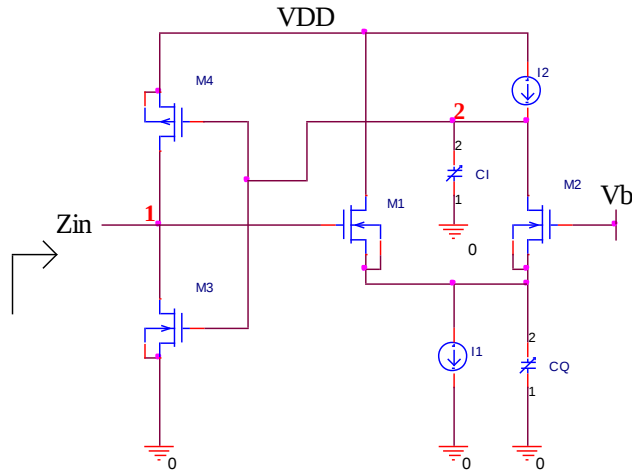
Şekil 4.10: Lin – Payne [8] aktif endüktansı.

Schaumann-Karşıluyan [17] aktif endüktansı, pozitif geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi olarak farksal yapıyı, negatif olarak da CS bağlı transistoru geçiş iletkenliği elemanı olarak kullanmıştır (Şekil 4.12). Bu devrenin daha önce söz edilenlerden farkı, 2. ve 3. düğümlere yerleştirilmiş varaktörleri olmasıdır. Bu kapasitelerden C_Q , Q değerini ayarlama da kullanılırken, C_I da endüktans değerini bağımsız olarak ayarlamaya yardımcı olur. Ayrıca kayıpların, negatif direnç kullanılarak kompanse edilmemesi, güç tüketimi konusunda devreye fazladan yük getirmemiştir.



Şekil 4.13: Xiao – Schaumann [4] aktif endüktansı.

[4]'te önerilen aktif endüktansa diğer bir yaklaşım da Abdalla, Phang, ve Eleftheriades [19] tarafından gelmiştir. Xiao-Schaumann aktif endüktansının kalite faktörünü arttırmak adına, geri besleme direnci yardımıyla aktif endüktansa paralel gelen direnç büyütülmüş, yani kalite faktörü artırılmış olur. Tasarımın en büyük dezavantajı ise büyük direnç değerlerine ihtiyaç duyulmasıdır. (Şekil 4.15).

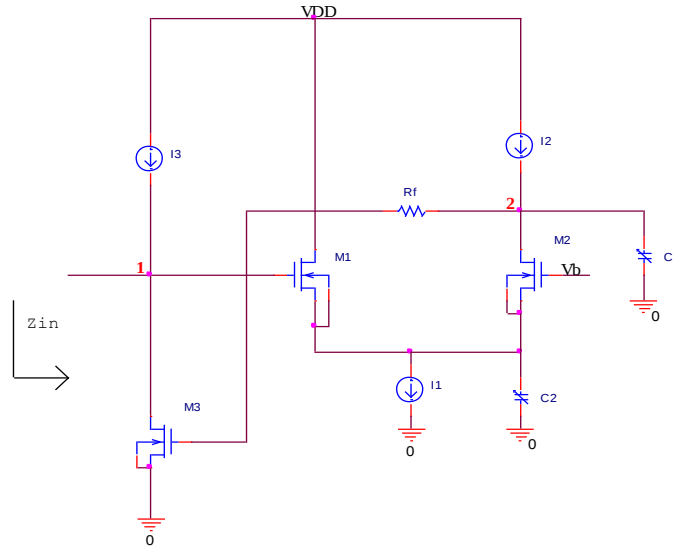


Şekil 4.14: Girişinde statik evirici bulunan aktif endüktans.

4.2 Alternatif Devre: Farksal-Kaskod Aktif Endüktans

En çok kullanılan aktif endüktans topolojisi tek uçlu aktif endüktanstır (Şekil 4.1). Jirator topolojisine dayanılarak tasarlanmış bu aktif endüktans, pozitif ve negatif geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi olarak tek transistorlu yapıları kullanmıştır. Bu elemanlarla birlikte girişten bakıldığında endüktif bir empedans oluşturulur. nH'ler mertebesinde endüktans benzetimi yapabilen bu devrenin self rezonansı birkaç GHz mertebesine kadar ulaşabilmektedir. Daha yüksek endüktans değeri ve kalite

faktörüne ulaşabilmek için Thanachayanont-Payne [3] kaskod aktif endüktans devresini önermiş, bu sayede çıkış iletkenliğini arttırmıştır. Kaskod devrede bulunan (Şekil 4.5) M_3 transistorunun g_{ds} değeri küçültülerek eşdeğer endüktans arttırılmış, eşdeğer direnç azaltılmıştır. Tek transistorlu tek uçlu aktif endüktansa diğer bir alternatif de Xiao-Schaumann [4] tarafından getirilmiştir (Şekil 4.13). Tek transistorlu pozitif geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi yerine farksal geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi kullanan ikili bu sayede aktif endüktansın paralel direncini arttırmayı yani kalite faktörünü yükseltmeyi hedeflemiştir.



Şekil 4.15: Abdalla [19] aktif endüktansı.

Farksal aktif endüktans, paralel direnç açısından sıkıntı yaşamasa da, bu kez de endüktansa seri gelen direnç konusunda problem yaşamaktadır. Bu durumdan yola çıkarak, bu tez çalışmasında “Farksal-Kaskod aktif endüktans” devresi önerilmiştir (Şekil 4.16). Bu sayede [3] ve [4] çalışmalarında önerilen aktif endüktanslardan daha yüksek kalite faktörüne sahip bir aktif endüktans devresi ortaya çıkmıştır.

4.2.1 Devre analizi

Önerilen farksal-kaskod aktif endüktans devresinin kapalı gösterimi Şekil 4.17’de görüldüğü gibidir.

Şekil 4.17’de verilen devrenin küçük işaret eşdeğerine bakıldığında G_{m1} ve $-G_{m2}$ blokları geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi elemanlarını simgelemektedir. C_1 , g_1 , C_3 ve g_3 elemanları da, sırasıyla 1 ve 3. düğümlerdeki toplam parazitik kapasite ve dirençleri göstermektedir. Küçük işaret eşdeğerleri Şekil 4.18 ve Şekil 4.19’da verilen geçiş iletkenliği kuvvetlendiricilerinin, $G_m(s)$ formülleri sırasıyla

$$G_{m1}(s) = \frac{I_{out}}{V_{in}} = \frac{g_{m2}(sC_{gs1} + g_{m1})}{s(C_{gs1} + C_2) + g_{m1} + g_{m2} + g_2} \quad (4.1)$$

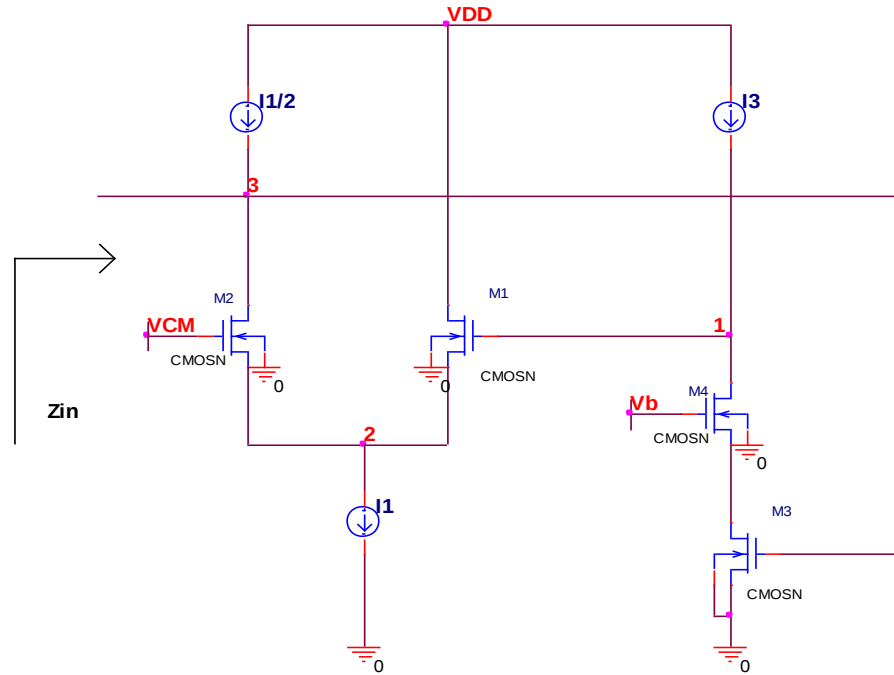
$g_{m1} = g_{m2}$ iken ($g_2 \ll g_{m1}$)

$$G_{m1}(s) \approx \frac{g_{m1}(sC_{gs1} + g_{m1})}{s(C_{gs1} + C_2) + 2g_{m1}} \quad (4.2)$$

ve

$$G_{m2}(s) = -\frac{I_1}{V_3} \approx \frac{g_{m3}g_{m4}}{g_{m4} + sC_{gs4}} \quad (4.3)$$

olur.



Şekil 4.16: Önerilen farksal – kaskod Aktif Endüktansı.

Şekil 4.17’den de anlaşıldığı gibi girişten görülen eşdeğer empedans

$$Z_{in} = \frac{V_3}{I_3} \quad (4.4)$$

formülü ile tanımlanır.

$$V_3 = \frac{g_1 + sC_1}{-G_{m2}(s)} V_1 \quad (4.5)$$

$$I_3 = -V_1 G_{m1}(s) \quad (4.6)$$

(4.5) ve (4.6) denklemleri, (4.4)’te yerine konduğunda

$$Z_{in} = \frac{g_1 + sC_1}{G_{m1}(s)G_{m2}(s)} \quad (4.7)$$

denklemleri elde edilir. Buradan paralel RLC devresindeki karşılıkları hesaplanırsa

$$R_p = \frac{1}{g_3} \quad (4.8)$$

$$C_p = C_3 = C_{gs3} \quad (4.9)$$

$$L = \frac{2C_1g_{m1}^2g_{m4} + \omega^2[2C_{gs1}^2(C_1g_{m4} + C_{gs4}g_{m1})]}{g_{m1}^2g_{m3}g_{m4}} \quad (4.10)$$

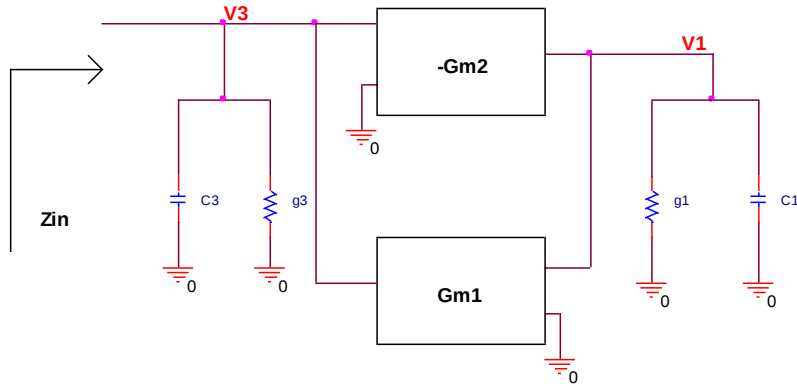
$$R_s = \frac{2g_{m4}g_1 - \omega^2 2C_{gs1}C_{gs4}}{g_{m1}g_{m3}g_{m4}} \quad (4.11)$$

denklemleri elde edilir. Frekans bileşenlerini ihmal ettiğimizde

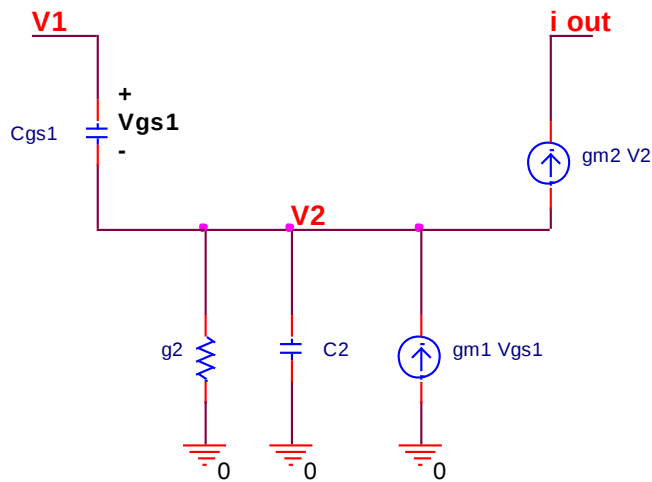
$$L = \frac{C_1}{0.5g_{m1}g_{m3}} \quad (4.12)$$

$$R_s = \frac{g_1}{0.5g_{m1}g_{m3}} \quad (4.13)$$

şeklinde denklemler sadeleşebilir.



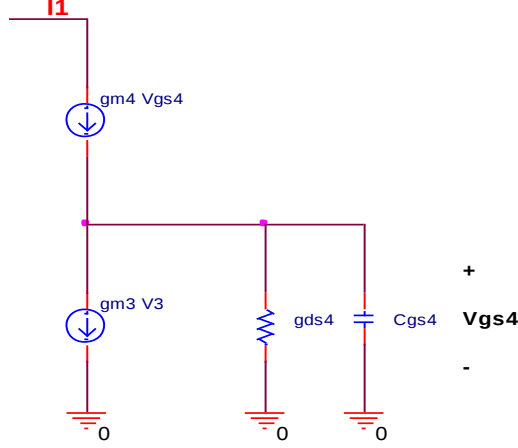
Şekil 4.17: Farksal – kaskod aktif endüktansın kapalı gösterimi.



Şekil 4.18: G_{m1} bloğunun basitleştirilmiş küçük işaret eşdeğeri.

4.2.2 Benzetim sonuçları

Bu bölümde önerilen farksal-kaskod aktif endüktans devresi, TSMC 0.25 μ CMOS teknolojisi (Çizelge 4.1) ile tasarlanmış olup, $L \approx 255\text{nH}$ boyutunda bir endüktans benzetimi yapmaktadır. Self rezonans frekansı $f_0 = 987.643\text{ MHz}$ olan aktif endüktans devresi ile ilgili ayrıntılar bu bölümde verilmiştir.



Şekil 4.19: $-G_{m2}$ bloğunun basitleştirilmiş küçük işaret eşdeğeri.

Çizelge 4.1: TSMC 0.25 μ model parametreleri.

.MODEL CMOSN NMOS (			LEVEL = 3
+ TOX = 5.7E-9	NSUB = 1E17	GAMMA = 0.4317311	
+ PHI = 0.7	VTO = 0.4238252	DELTA = 0	
+ UO = 425.6466519	ETA = 0	THETA = 0.1754054	
+ KP = 2.501048E-4	VMAX = 8.287851E4	KAPPA = 0.1686779	
+ RSH = 4.062439E-3	NFS = 1E12	TPG = 1	
+ XJ = 3E-7	LD = 3.162278E-11	WD =	
1.232881E-8			
+ CGDO = 6.2E-10	CGSO = 6.2E-10	CGBO = 1E-10	
+ CJ = 1.81211E-3	PB = 0.5	MJ = 0.3282553	
+ CJSW = 5.341337E-10	MJSW = 0.5	)	
.MODEL CMOSP PMOS (			LEVEL = 3
+ TOX = 5.7E-9	NSUB = 1E17	GAMMA = 0.6348369	
+ PHI = 0.7	VTO = -0.5536085	DELTA = 0	
+ UO = 250	ETA = 0	THETA = 0.1573195	
+ KP = 5.194153E-5	VMAX = 2.295325E5	KAPPA = 0.7448494	
+ RSH = 30.0776952	NFS = 1E12	TPG = -1	
+ XJ = 2E-7	LD = 9.968346E-13	WD =	
5.475113E-9			
+ CGDO = 6.66E-10	CGSO = 6.66E-10	CGBO = 1E-10	
+ CJ = 1.893569E-3	PB = 0.9906013	MJ = 0.4664287	
+ CJSW = 3.625544E-10	MJSW = 0.5	)	

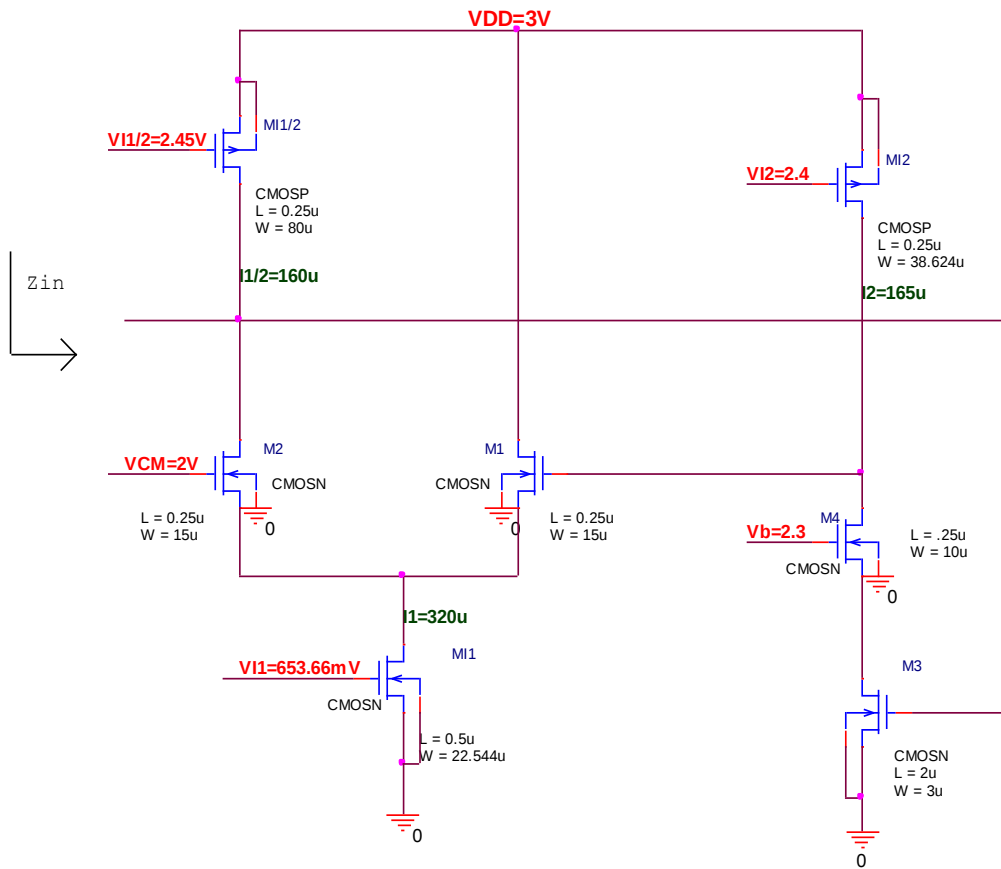
Transistor model parametreleri Çizelge 4.1’de verilen farksal kaskod aktif endüktansın boyutları Çizelge 4.2’de görüldüğü gibidir.

Farksal geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisinin her iki kolundan $I_{1/2} = 160\mu\text{A}$, kaskod geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisinin üzerinden de $I_2 = 165\mu\text{A}$ akım akmaktadır.

Boyutları Çizelge 4.2’de verilen, yaklaşık olarak 255nH’lik bir endüktans benzetimi yapan devre Şekil 4.20’de açıkça görülmektedir.

Çizelge 4.2: Farksal – kaskod aktif endüktans boyutları.

Transistor adı	W (μm)	L (μm)
M1, M2	15	0.25
M3	3	2
M4	10	0.25
MI1	22.544	0.5
MI1/2	80	0.25
MI2	38.624	0.25



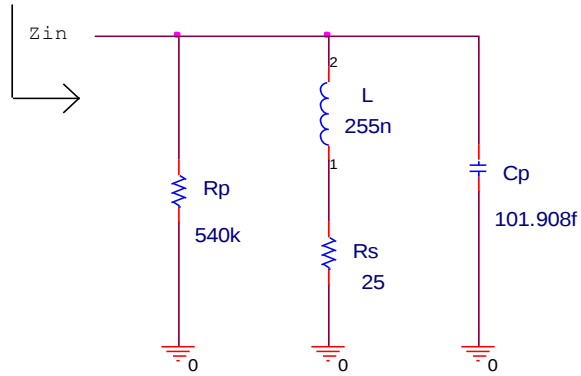
Şekil 4.20: Önerilen aktif endüktans devresi ($\approx 255\text{nH}$).

Simetrik kaynak yerine tek kaynak ile beslenen devrenin, besleme gerilimi $V_{DD} = 3V$ olarak seçilmiştir. Aktif endüktansın kutuplama akımları için kullanılan diğer gerilim kaynakları değerleri Çizelge 4.3'te verilmiştir.

Çizelge 4.3: Önerilen aktif endüktansın gerilim kaynağı değerleri

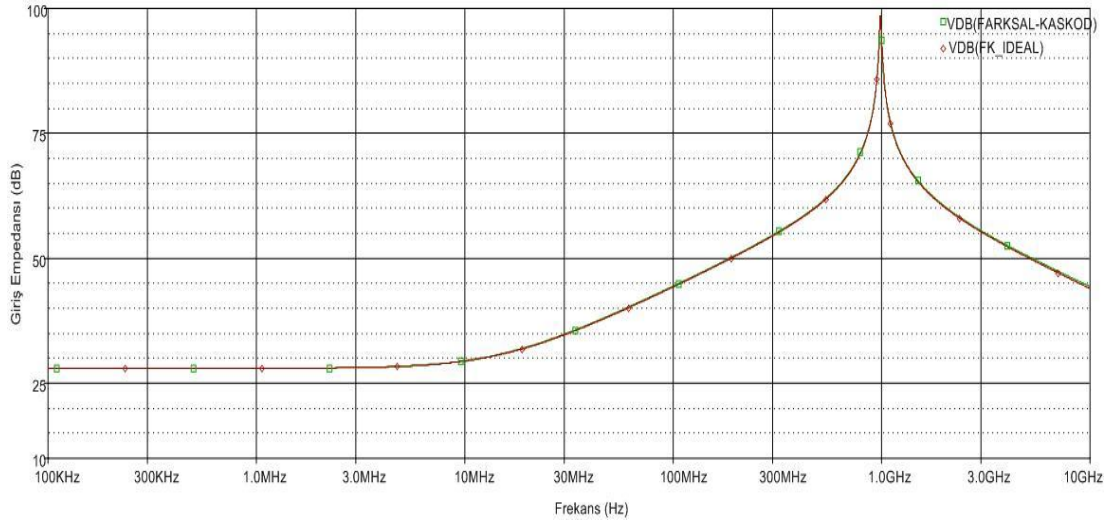
VI1	0.654mV
VI1/2	2.45V
VI2	2.4V
VCM	2V
Vb	2.3V

Giriş ucundan (Z_{in}) bakıldığında görülen empedansın pasif eşdeğeri Şekil 4.21'dedir. Yaklaşık olarak 255nH'lik bir endüktans benzetimi yapan aktif endüktans devresinde, endüktansa seri olarak gelen direnç R_s yaklaşık olarak 25Ω 'dur. Aktif endüktansın diğer kaybını simgeleyen paralel direnç R_p 'de yaklaşık olarak $540k\Omega$ olarak bulunur. Self rezonans frekansı $f_o = 987.643MHz$ olan aktif endüktansın paralel kapasitesi de böylece $C_p = 101.91fF$ olarak belirlenmiş olur.



Şekil 4.21: Tasarlanan aktif endüktansın pasif eşdeğer devresi.

Şekil 4.22'de verilen grafik, aktif endüktans devresinin girişinden görülen eşdeğer empedansın Bode diyagramıdır.



Şekil 4.22: Girişten görülen eşdeğer empedans Bode diyagramı.

Seri ve paralel direnç baskınken kalite faktörü formüllerine göre aktif endüktansın kalite faktörü hesaplandığında;

R_s baskınken; ($\omega = 2\pi f = 2\pi \times 300 \times 10^6 = 1884 \text{ Mrad/s}$)

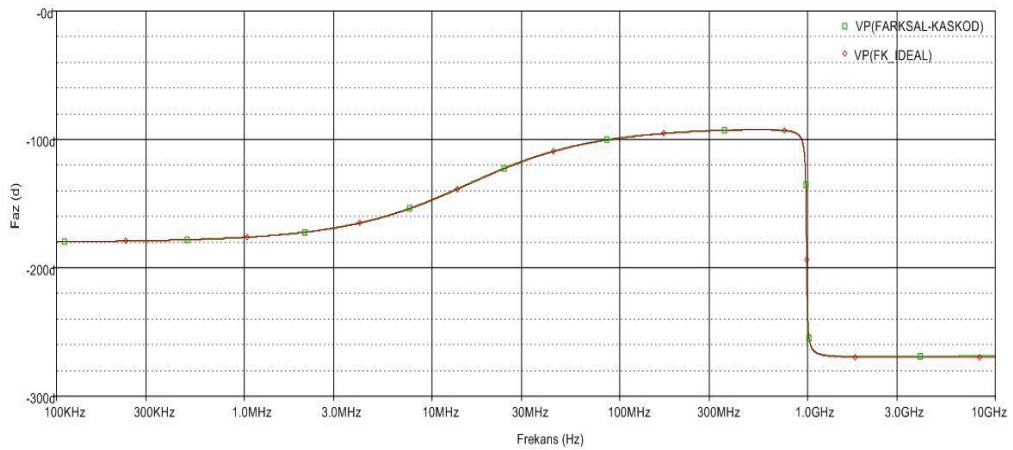
$$Q = \frac{\omega L}{R_s} = 19.2168$$

R_p baskınken; ($\omega = 1884 \text{ Mrad/s}$)

$$Q = \frac{R_p}{\omega L} = 1124.0165$$

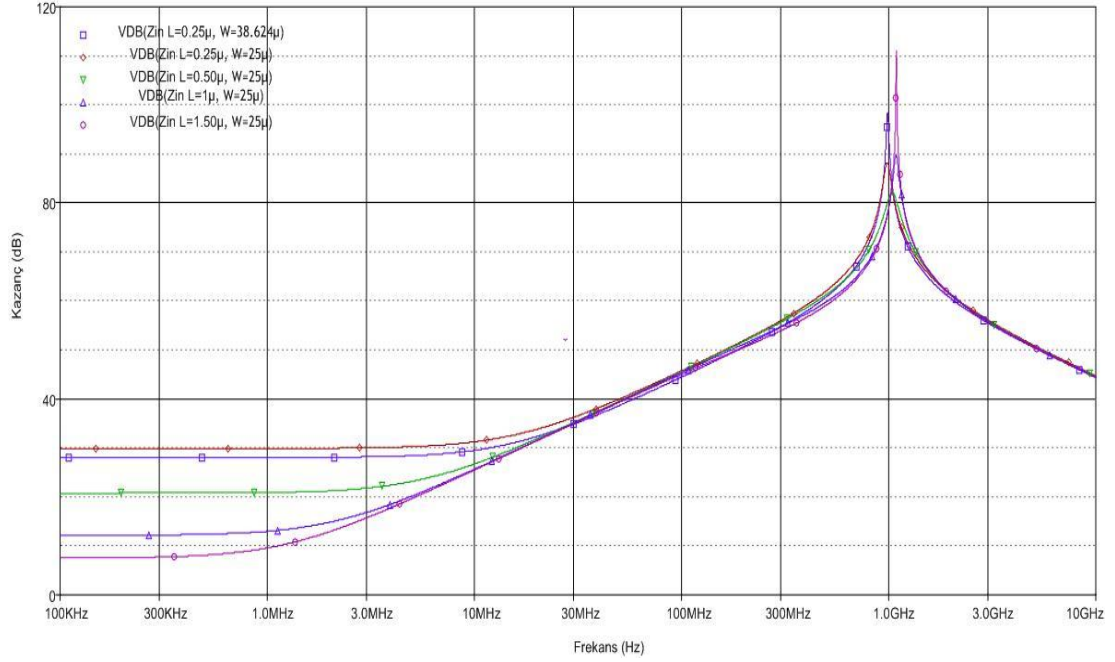
şeklinde bulunur.

Şekil 4.20’de önerilen aktif endüktansın girişinden görülen empedansın faz farkı da Şekil 4.23’te görülmektedir.



Şekil 4.23: Girişten görülen eşdeğer empedans faz farkı.

Tasarlanan aktif endüktansın boyutlarını seçerken, akım kaynağı olarak kullanılacak transistorların W ve L değerleri uygun bir biçimde ayarlanmalıdır. Örnek olarak; kaskod geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisinin akım kaynağının W ve L değerlerinin değişimi ile aktif endüktansın giriş empedansının değişimi Şekil 4.24 ve Çizelge 4.4’te verilmiştir.



Şekil 4.24 : Kaskod geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisinin akım kaynağı transistoru boyutları değişimi ile farksal – kaskod aktif endüktansın giriş empedansı değişimi.

Görüldüğü gibi L v W değişimi kapasite, seri ve paralel dirençler üzerinde oldukça etkilidir. Bunun sebebi akım kaynağından gelen direnç ve kapasitenin, ilgili düğümdeki eşdeğer direnç ve toplam kapasite üzerindeki etkisinden kaynaklanmaktadır. Fakat boyutlar değiştikçe, ilgili düğümün gerilim salımı da değişmektedir. Tasarım yaparken tüm bu kriterler göz önüne alınmalıdır.

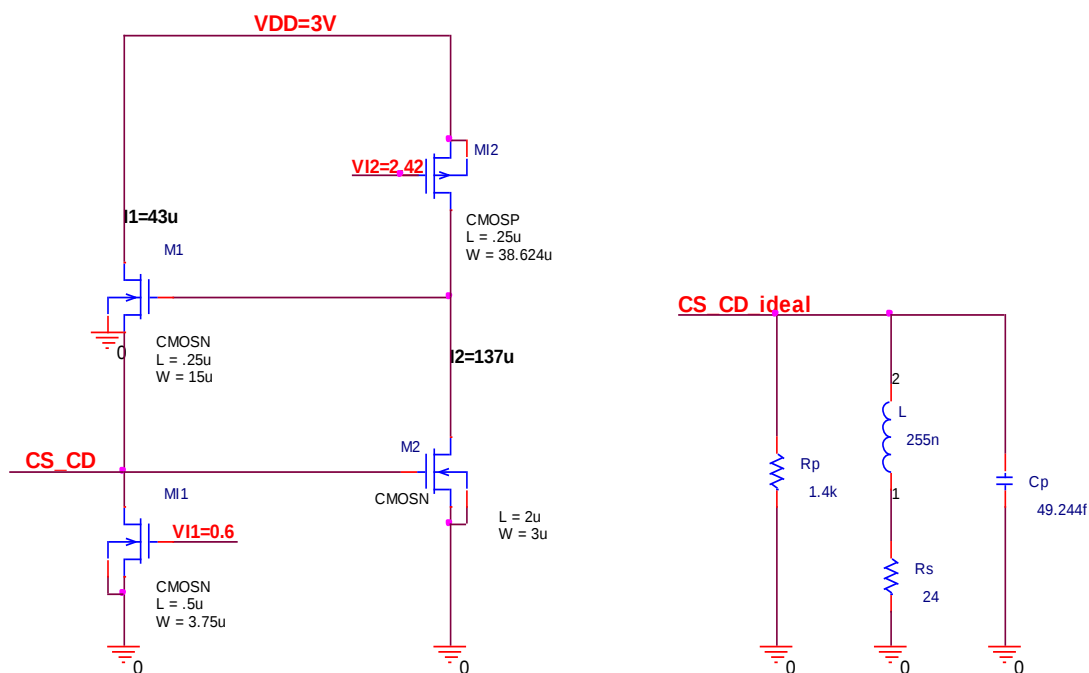
4.2.3 Önerilen devre ile benzerlerinin karşılaştırılması

Önerilen farksal-kaskod aktif endüktansın hangi yapılardan oluştuğu, literatürdeki aktif endüktanslarla benzerliği ve farklılıklarından Bölüm 4.2'nin başında söz edilmişti. Bu kısımda ise, benzer yapılar aynı endüktans değerine sahipken ($\approx 255\text{nH}$) ve benzer boyut ve akımlarla tasarlanmışken, grafiksel olarak karşılaştırılmasından söz edilecektir.

Çizelge 4.4: Kaskod geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisinin akım kaynağı transistörü boyutları değişimi ile farksal – kaskod aktif endüktansın giriş empedansı pasif eşdeğerleri.

L (μm) (transistor boyutu)	W (μm)	L (H) (endüktans değeri)	Rs (Ω)	Rp (Ω)	Cp (F)
0.25	25	290n	31	30k	90f
0.5	25	285n	11	13k	83f
1	25	285n	4	30k	77f
1.5	25	285n	2.5	530k	75f

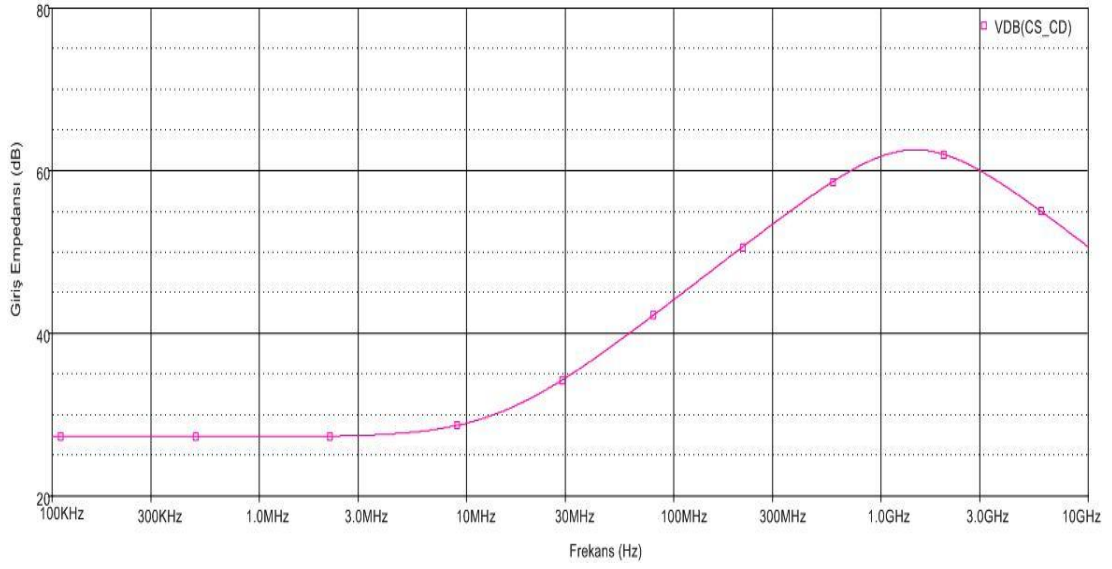
Ismail [2] tarafından önerilen, tek transistörle geçiş iletkenliği kuvvetlendiricilerinden oluşan topraklı aktif endüktans, Thanachayanont-Payne [7] tarafından önerilen kaskod aktif endüktans ve Xiao-Schaumann [4] tarafından aktif endüktanslar, bu tezde önerilen devre ile benzer akım ve boyutlarla tasarlanmıştır.



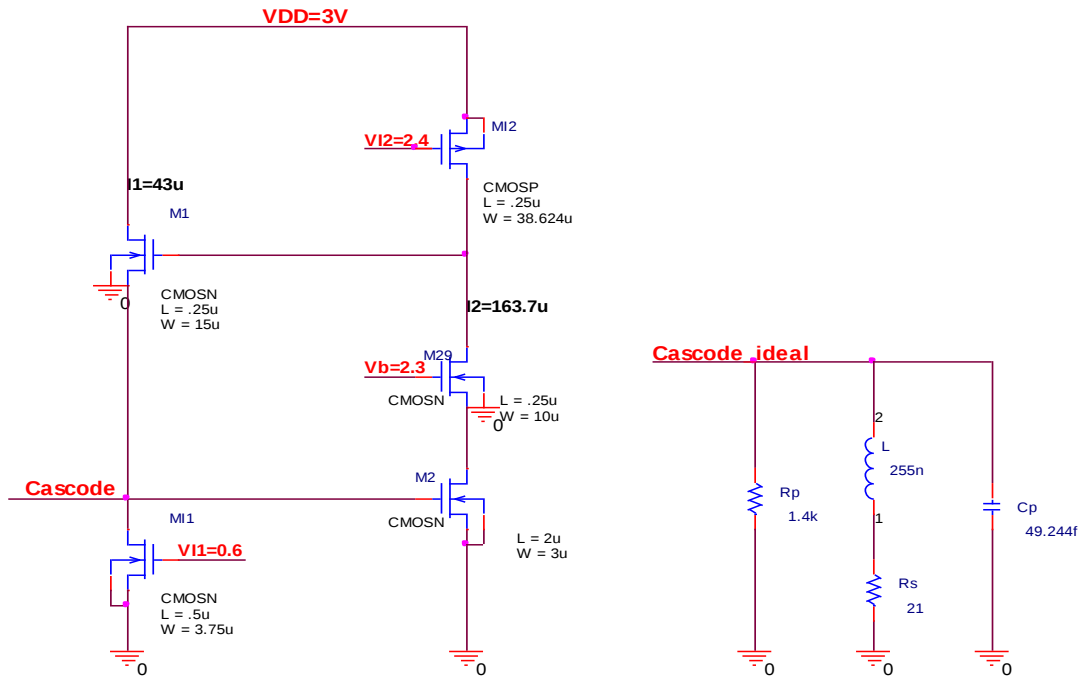
Şekil 4.25: CS – CD bağlı aktif endüktans [2] ve pasif eşdeğeri.

Şekil 4.25'te aktif ve pasif hali verilen [2] devrenin giriş empedansı Bode diyagramı da Şekil 4.26'te görülmektedir.

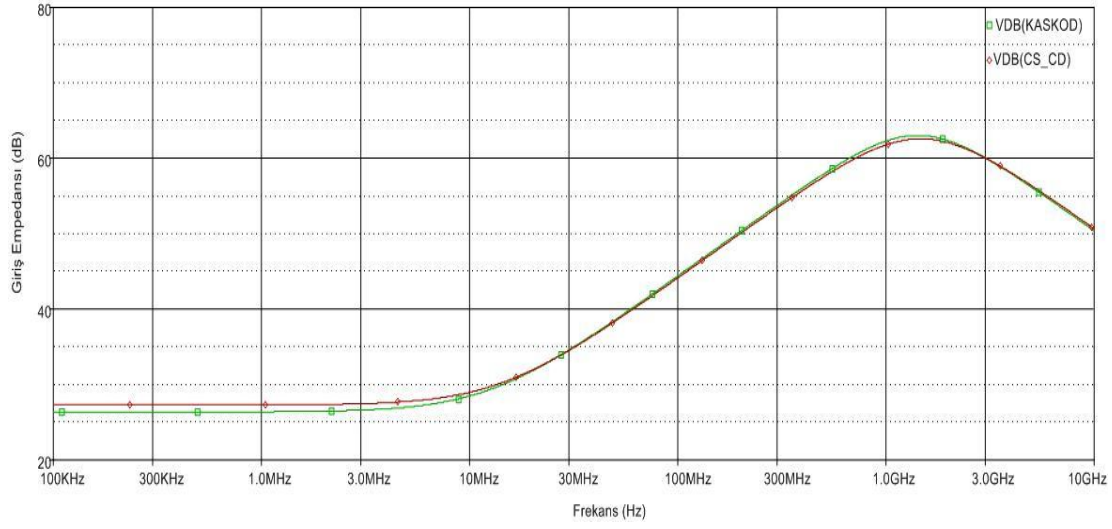
Thanchayanont-Payne [3] kaskod aktif endüktansının Şekil 4.26'ten tek farkı kaskodla gelen M3 transistordur. M3'ün eklenişi ile eşdeğer empedansta meydana gelen değişim Şekil 4.28'de gösterilmiştir. Devrenin aktif ve pasif eşdeğeri de Şekil 4.27'de verilmiştir.



Şekil 4.26: CS – CD bağlı aktif endüktansın giriş empedansı.

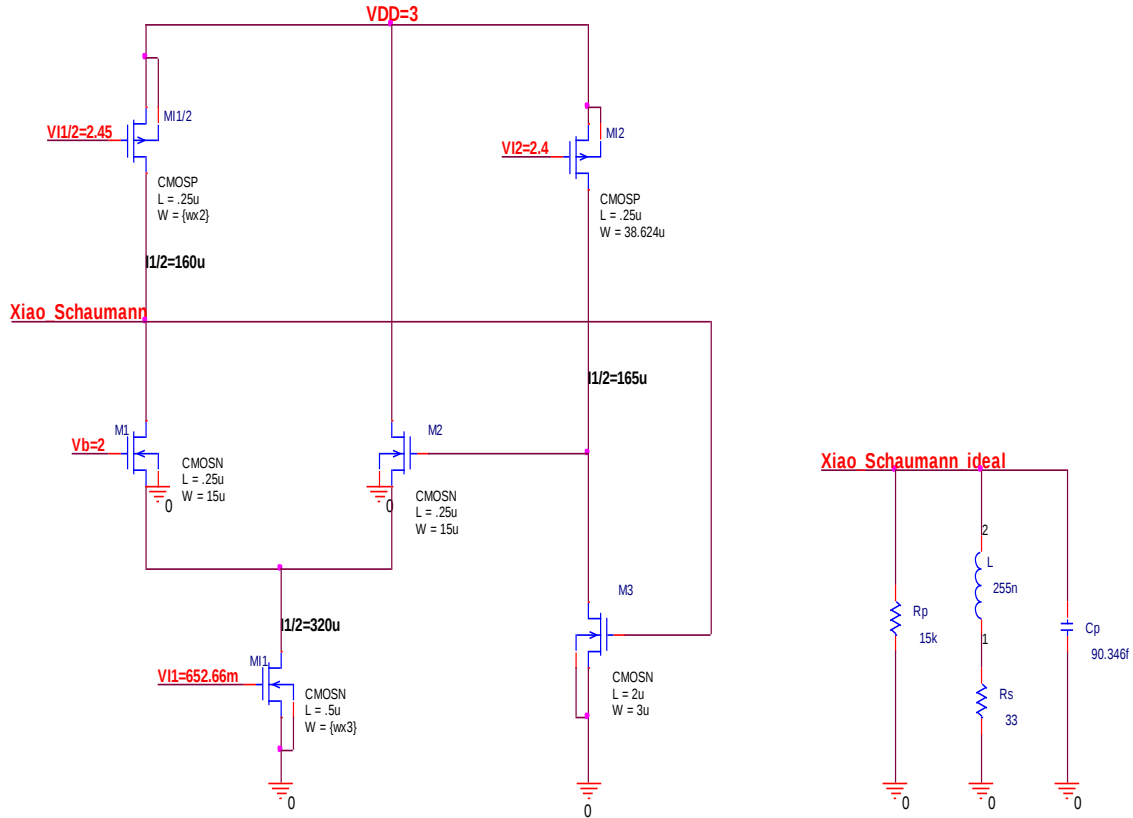


Şekil 4.27: Kaskod aktif endüktansı [3].

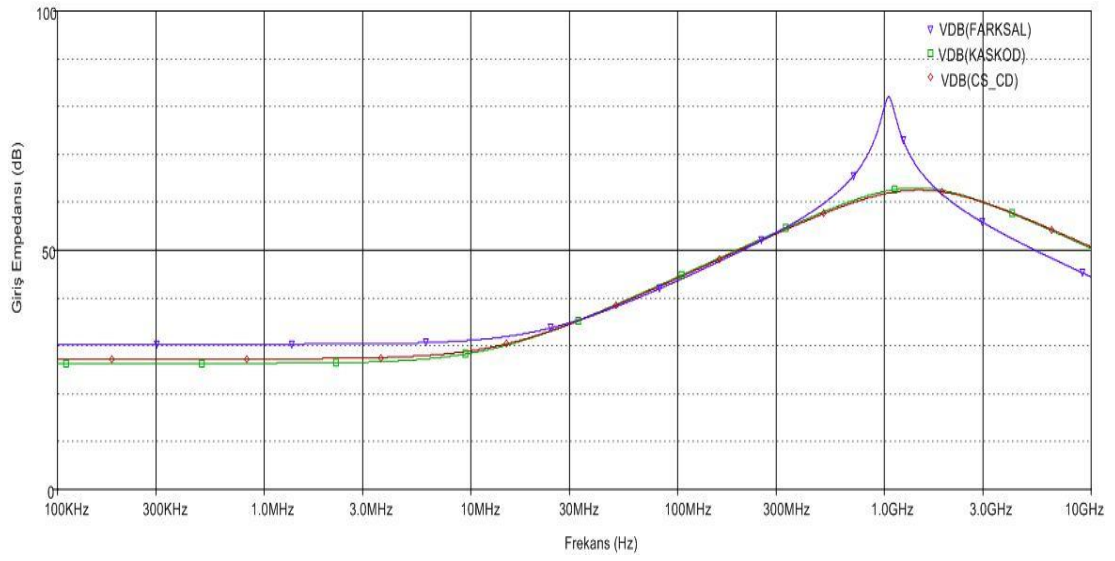


Şekil 4.28: Kaskod [3] ile CS – CD [2] bağlı aktif endüktansların karşılaştırılması.

Xiao-Schaumann [4] tarafından önerilen aktif endüktans farksal bir geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi ile tek transistörle geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisinin sırt sırta bağlanması ile elde edilmiştir (Şekil 4.29). Bu endüktansın, [2] referansında önerilen aktif endüktanstan farkı Şekil 4.30’da açıkça görülmektedir.

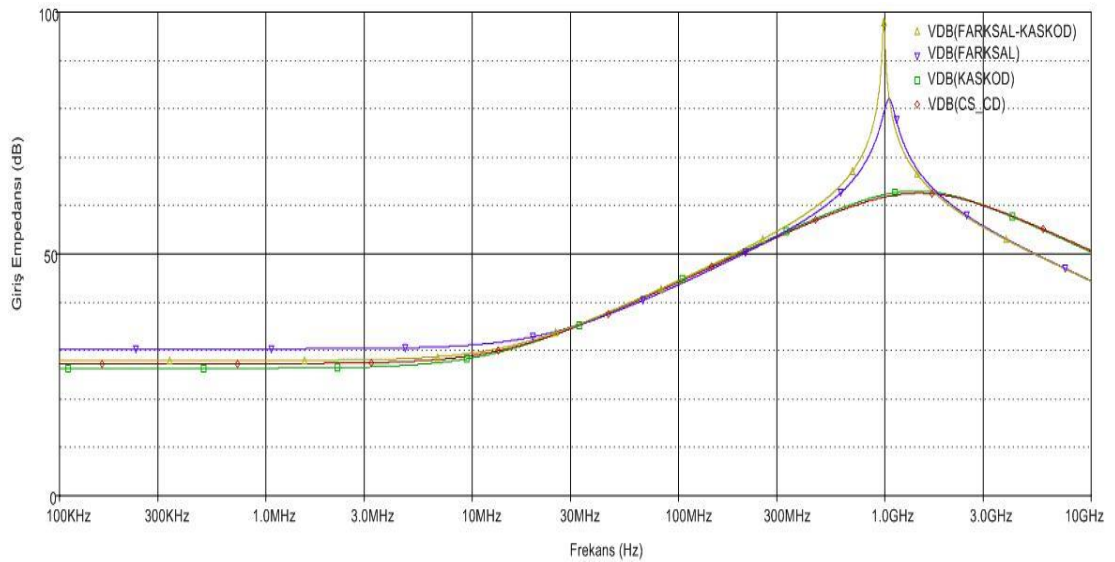


Şekil 4.29: Xiao – Schaumann tarafından önerilen aktif endüktans [4].



Şekil 4.30: CS – CD [2] ve Xiao – Schaumann [16] aktif endüktansı.

Literatürdeki bu üç devreye alternatif olarak önerilen Farksal-kaskod aktif endüktansı da Şekil 4.20’de verilmişti. Şekil 4.31’de, yukarıdaki üç aktif endüktans ile birlikte bu çalışmada önerilen devre, aynı endüktans değerine sahip olduğu durumda karşılaştırılmıştır. Pasif eşdeğerleri arasındaki karşılaştırma da Çizelge 4.4’te verilmiştir.



Şekil 4.31: CS – CD, kaskod, farksal ve bu çalışmada önerilen aktif endüktansların giriş empedanslarının karşılaştırılması.

Şekil 4.31 ve Çizelge 4.4’ten de açıkça anlaşıldığı gibi, önerilen aktif endüktans, aynı endüktif değerde, paralel direnç karşılaştırmasında en iyi sonucu vermiştir. Bu

da, karşılaştırılan devreler arasında dar bantlı uygulamalar için en uygun olanın önerilen devre olduğunu göstermektedir.

Çizelge 4.4: [2], [3], [4]'de ve bu çalışmada önerilen aktif endüktansların pasif eşdeğerleri.

Aktif endüktans	L	Rs	Rp	Cp	Self Rezonans Frekansı
CS-CD[2]	255 nH	24 Ω	1.4 k Ω	46.122 fF	1.4683 GHz
Kaskod [3]	255 nH	21 Ω	1.4 k Ω	49.244 fF	1.421 GHz
Farksal [4]	255 nH	33 Ω	15 k Ω	90.346 fF	1.0491 GHz
Farksal-kaskod (Önerilen)	255 nH	25 Ω	540 k Ω	101.908 fF	987.643 MHz

4.3 Gelecek Çalışma: Yapılabilecek İyileştirmeler

Önerilen aktif endüktans devresi ile yüksek kalite faktörüne ihtiyaç duyan dar bantlı uygulamalar kolaylıkla tasarlanabilir. Fakat çok dar bant gerektiren bazı uygulamalar için aktif endüktans üzerinde bazı iyileştirmeler yapılması gerekebilir. Bu kısımda, önerilen aktif endüktansı iyileştirmek için bir yol önerilmiştir.

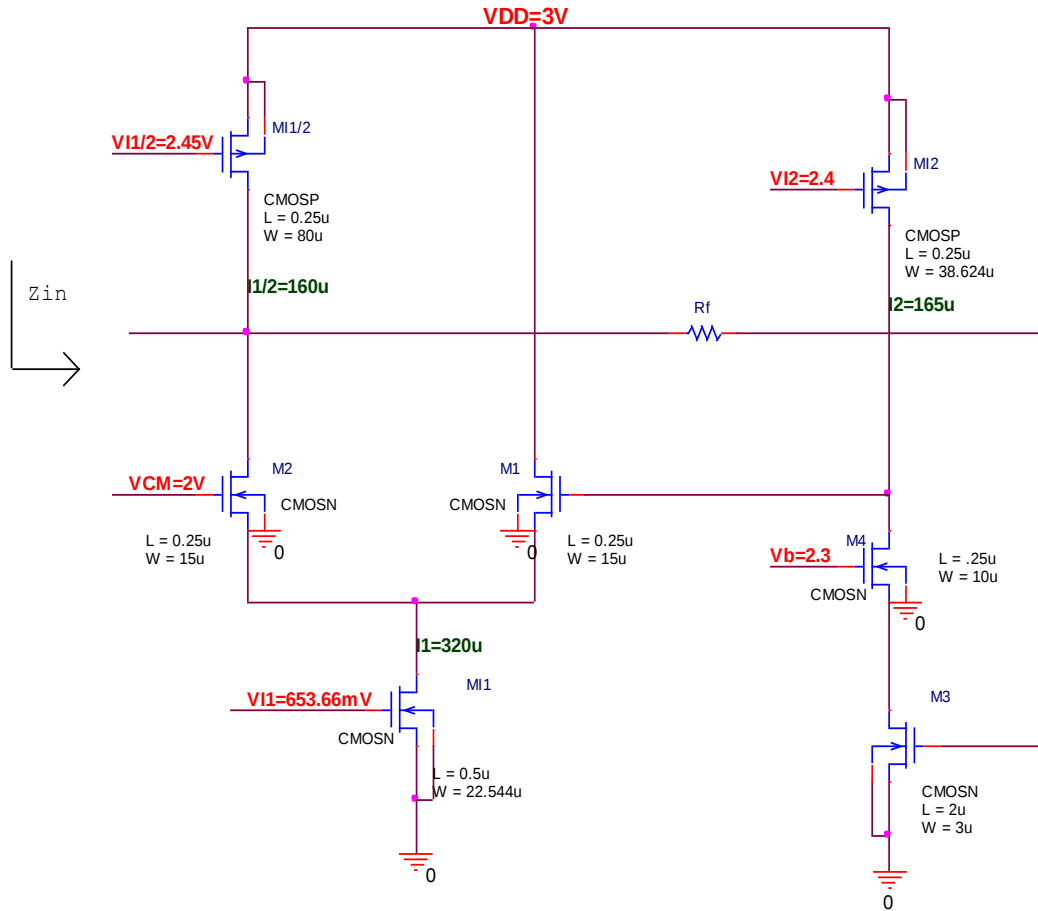
[5]'te yayınlanan aktif endüktans devresi, [2]'den yola çıkarak tasarlanan, [2]'deki tek uçlu aktif endüktansın kalite faktörünü iyileştirmek amacıyla önerilmiş bir devredir. Geri besleme yoluna bağlanan direnç ile (Şekil 4.4) M3 transistörü bir DC kazanç ağı oluşturmaktadır. Bu DC kazanç ağı, çıkış direncini artırır ve dolayısıyla aktif endüktansın kalite faktörü artmaktadır. Ayrıca bu direnç üzerinden herhangi bir akım akmadığı için ekstra bir güç tüketimi de olmaz.

Benzer bir yaklaşım da Hsiao [6] tarafından yapılmıştır (Şekil 4.6). [3]'te önerilen kaskod aktif endüktansın kalite faktörünü iyileştirmek amacıyla geri besleme yoluna, [5]'te önerilene benzer şekilde bir direnç bağlanmıştır. Kaskod geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisinde bulunan M₃ transistörünün g_{ds} değerini azaltıcı etki yapan bu direnç, M₁'in kaynağından bakıldığında fazladan bir endüktif reaktans oluşturur. Bu da kalite faktörünü iyileştirici bir etki yapmış olur.

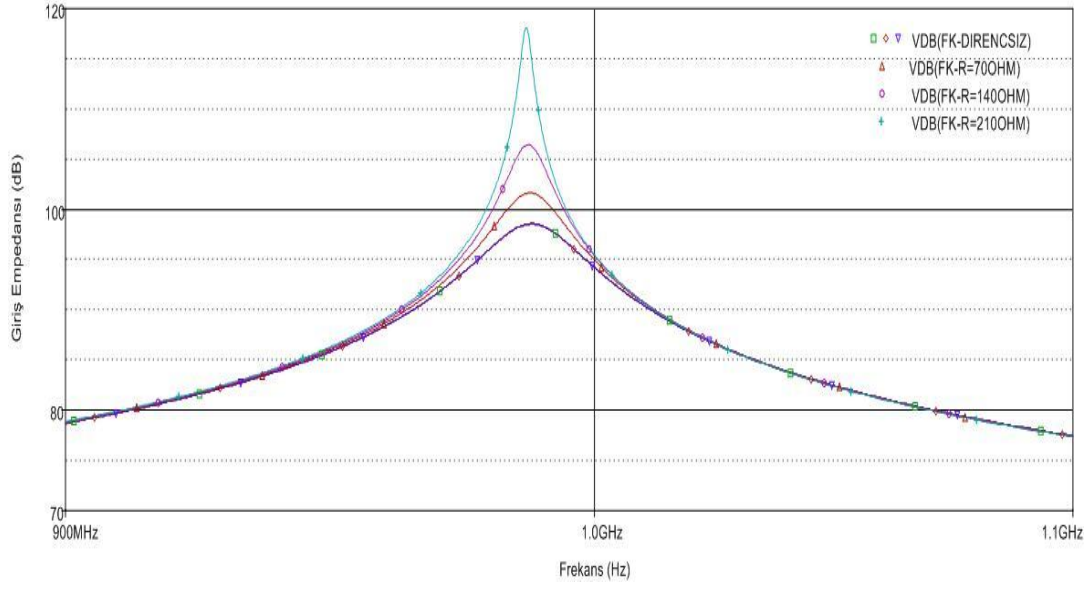
[4]'te Xiao – Schaumann tarafından önerilmiş farksal aktif endüktansın kalite faktörünü iyileştirmek için Abdalla [19] tarafından önerilmiş yöntem de daha önce belirtilen yöntemle tamamen aynıdır (Şekil 4.15). Geri besleme yoluna eklenen direnç sayesinde çıkış direnci artırılmış bu da kalite faktörünü iyileştirici bir etki yapmıştır.

Aynı yöntem, bu tez çalışmasında önerilen farksal-kaskod aktif endüktans devresine uygulanması durumunda da aynı sonuç alınmıştır. Uygun direnç seçimiyle elde edilen benzetim sonuçlarına bakıldığında, dirençsiz farksal-kaskod devreye göre daha yüksek kalite faktörüne sahip aktif endüktanslar elde edilmiştir.

Şekil 4.32’de kalite faktörü iyileştirilmiş farksal-kaskod aktif endüktans devresi verilmiştir. Transistor boyutları, kullanılan teknoloji ve kollarından akan akımları Şekil 4.20’de verilen farksal-kaskod aktif endüktans ile aynı olan devrenin, çeşitli geri besleme direnç değerleri için verdiği sonuçlar Şekil 4.33’te verilmiştir. 255nH civarında bir endüktans benzetimi yapan devrenin grafik sonuçlarından da anlaşıldığı üzere, 70Ω, 140Ω ve 210Ω geri besleme direnci ile tasarlanan farksal-kaskod aktif endüktansın kalite faktörü, dirençsiz tasarlanan devreye göre daha iyidir. Ayrıca direncin üzerinden akım akmaması nedeniyle ekstra bir güç tüketimi olmamaktadır. Kullanılan direnç değerlerinin de küçük olması sebebiyle, direncin devrede kapladığı alan oldukça azdır.



Şekil 4.32: Geri besleme direnci ile Q değeri iyileştirilmiş farksal – kaskod aktif endüktans.



Şekil 4.33: Geri besleme direnci ile Q değeri iyileştirilmiş farksal-kaskod aktif endüktansın frekans cevabı ($R_f = 70\Omega, 140\Omega, 210\Omega$).

5. FARKSAL-KASKOD AKTİF ENDÜKTANS İLE AKORTLU KUVVETLENDİRİCİ UYGULAMALARI

Tez çalışmasının ikinci bölümünde pasif elemanlarla akortlu kuvvetlendirici tasarımından söz edilmiştir. Bu kısımda, dördüncü bölümde önerilen aktif endüktans ile tasarlanmış akortlu kuvvetlendirici örnekleri ve benzetim sonuçları verilecektir.

5.1 Aktif Endüktans ile Tasarlanmış Tek Katlı Akortlu Kuvvetlendirici

Akort frekansı 200MHz, bant genişliği 25MHz olan tek katlı akortlu kuvvetlendirici bu bölümde tasarlanacaktır. 4. Bölümde önerilen farksal-kaskod aktif endüktans ile tasarlanan kuvvetlendirici, pasif eşdeğeri ile karşılaştırılacaktır.

TSMC 0.25μ teknolojisi ile tasarlanan aktif endüktans (Şekil 4.20), yaklaşık olarak 255nH'lik bir endüktans benzetimi yapmaktadır. Eğer aktif endüktans kayıpsız olsaydı, bu değer ile istenilen akort frekansında ve bant genişliğinde bir akortlu kuvvetlendirici tasarlamak oldukça kolay olacaktı. Fakat, endüktansa seri ve paralel gelen direnç ile paralel gelen kapasite, kuvvetlendiricinin hem merkez frekansını hem de bant genişliğini sınırlandırmaktadır. Bu kayıplar dikkate alınarak aktif akortlu kuvvetlendirici tasarımı yapılmalıdır.

Farksal-kaskod aktif endüktans ile tasarlanan tek katlı akortlu kuvvetlendirici Şekil 5.1'de pasif eşdeğeri de Şekil 5.2'de verilmiştir. Tek katlı kuvvetlendiricinin çıkıştan girişe transfer fonksiyonu

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = K = -g_m \frac{1}{C_p} \frac{s + \frac{R_s}{L}}{s^2 + s \left(\frac{1}{C R_p} + \frac{R_s}{L} \right) + \frac{R_s + R_p}{R_p C_p L}} \quad (5.1)$$

olduğundan, merkez frekansı ve bant genişliği formülleri, ikinci bölümde hesaplanan kayıpsız pasif akortlu kuvvetlendirici formüllerinden farklı olacaktır.

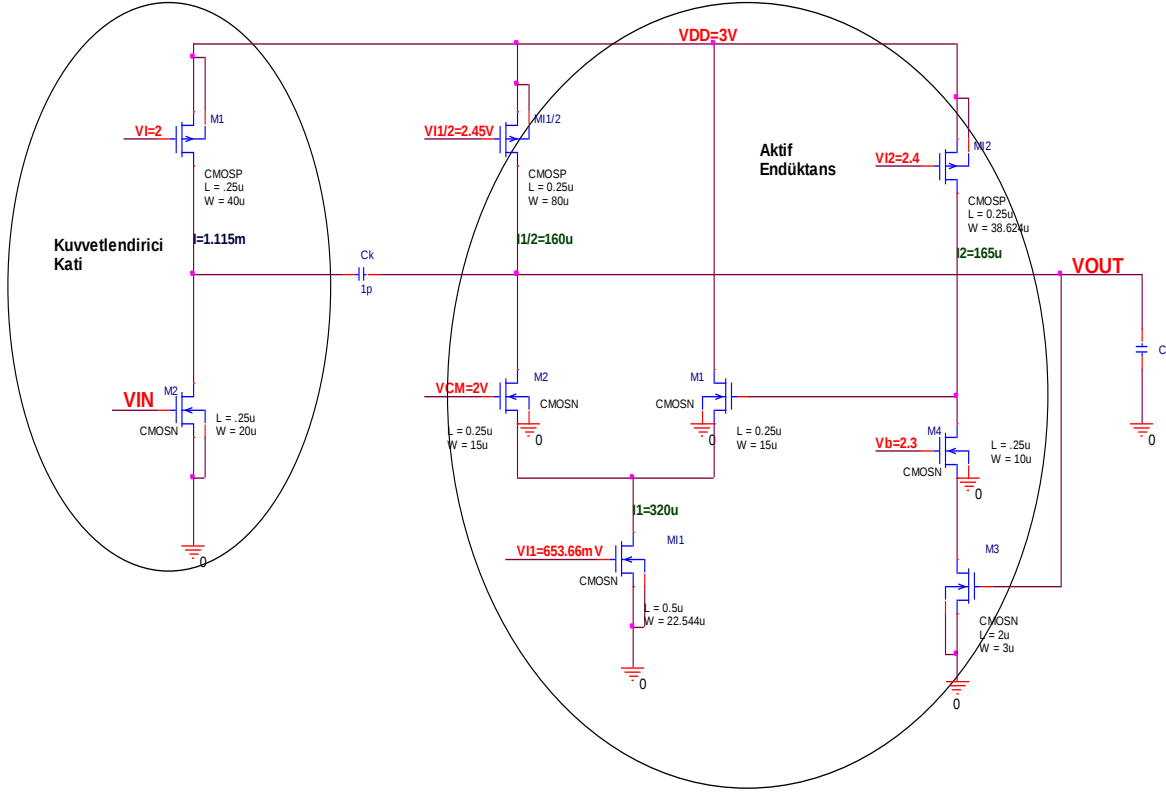
Kuvvetlendiricinin akort frekansı,

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{R_s + R_p}{R_p C_p L}} \quad (5.2)$$

bant genişliği

$$BW = \frac{\omega_0}{Q} = \frac{1}{CR_p} + \frac{R_s}{L} \quad (5.3)$$

olarak hesaplanır.



Şekil 5.1: Farksal-Kaskod aktif endüktans ile tasarlanmış tek katlı akortlu kuvvetlendirici.

$f_0 = 200\text{MHz}$ akort frekansına ve 25MHz bant genişliğine ulaşabilmek için, aktif endüktans elemanının yanına bazı pasif elemanlar eklemek gerekebilir. $R_p \gg R_s$ olduğunu varsaydığımızda

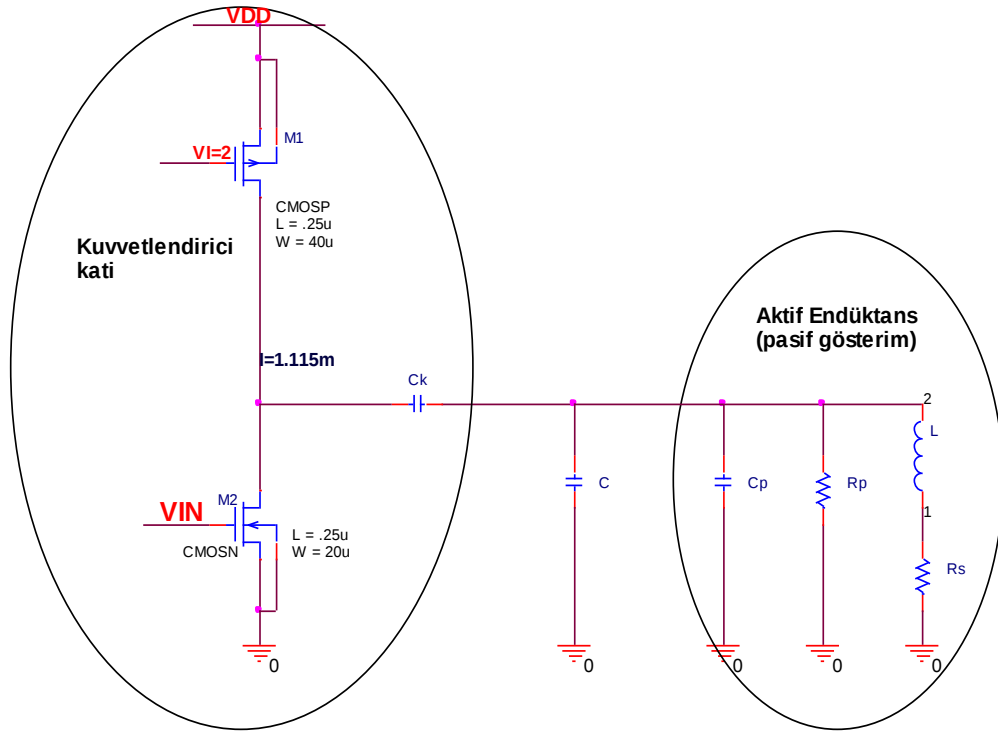
$$\omega_0 = 2\pi f_0 \sqrt{\frac{R_s + R_p}{R_p(C_p + C)L}} \approx \frac{1}{\sqrt{L(C_p + C)}}$$

$$2\pi * 200 * 10^6 = \frac{1}{\sqrt{255 * 10^{-9}(101.908 * 10^{-15} + C)}}$$

$$C = 2.384\text{pF} \quad (5.4)$$

$C = 2.384\text{pF}$ kadar bir paralel kapasite bağlamak gerektiği anlaşılır. Unutulmaması gereken diğer bir husus da, kuvvetlendirici katının çıkış empedansı bileşenleridir. Bu

değer, model parametreleri ve transistorun boyutlarından hesaplanabildiği gibi PSPICE programı yardımıyla da hesaplanabilir.



Şekil 5.2: Kayıplı aktif endüktans (pasif gösterim) ile tasarlanmış tek katlı akortlu kuvvetlendirici.

Kuvvetlendirici katının çıkış direnci $R_{amp} \approx 5k\Omega$ ve kapasitesi $C_{amp} \approx 0.14pF$ olarak belirlenmiştir. Bu değerlerin aktif endüktans üzerindeki etkisini azaltmak amacıyla, kuvvetlendirici katının çıkışına bir adet kuplaj kapasitesi bağlanmalıdır. Bu sayede, giriş çıkış arasında DC yalıtımı gerçekleştirilmiş olur ve çıkış kapasitesi aktif endüktansın ucuna küçültülerek, çıkış direnci ise büyütülerek aktarılmış olur. Bu dönüştürme oranı $k = \frac{C_{amp} + C_k}{C_k}$ ile belirlenir. $C_k = 1pF$ olarak bağlandığında, aktif endüktansın ucuna aktarılan toplam çıkış kapasitesi $C_{amp1} = \frac{C_{amp}}{k^2} \approx 0.108pF$ olurken, uca aktarılan direnç $R_{amp1} = R_{amp}k^2 \approx 6.5k\Omega$ olur. Bu değerler dikkate alındığında aktif endüktansa paralel olarak bağlanacak kapasite (5.4)'ten

$$C = 2.384pF - 0.108pF = 2.276pF \quad (5.5)$$

olarak bulunur.

Kuvvetlendiricinin istenilen bant genişliğine ulaşabilmesi için gereken paralel direnç ise

$$BW = \frac{\omega_0}{Q} = \frac{1}{CR_p} + \frac{R_s}{L} \quad (5.6)$$

$$2\pi \times 25 \times 10^6 = \frac{1}{2.486 \times 10^{-12} R_{load}} + \frac{25}{255 \times 10^{-9}}$$

$$R_{load} \approx 6.416 k\Omega \quad (5.7)$$

olmalıdır. Aktif endüktanstan gelen paralel direnç ve kuvvetlendiricinin çıkış direnci ($540k\Omega//6.5 k\Omega$)de yaklaşık olarak istenen R_{load} değerini vermektedir. Fakat, eğer mevcut toplam direnç istenen bant genişliğini sağlamayacak kadar küçük olsaydı, bu kez de endüktansın Q değerini iyileştirme yoluna gidilebilirdi (Bölüm 4.3). Tam tersi durumda ise, paralel direnç eklenip eşdeğer direnç düşürülebilir yani bant genişliği arttırılabilirdi.

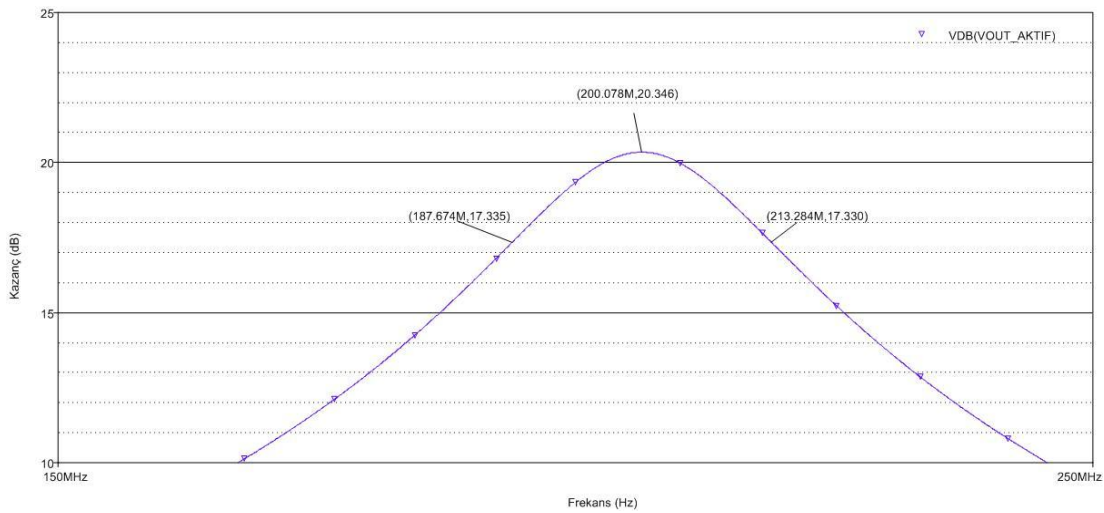
Kuvvetlendiricinin (akort frekansında) ulaşabileceği maksimum kazanç

$$K = 20 \log \frac{V_{out}}{V_{in}} \bigg|_{\omega=\omega_0}$$

$$= 20 \log(g_m \times R_{load})$$

$$20 \log(1.494 \times 10^{-3} \times 6.48 \times 10^3) = 19.719 \quad (5.8)$$

olarak bulunur. Tüm bu hesaplardan sonra, PSPICE benzetim programı ile alınan sonuçlar Şekil 5.3'te verilmiştir.

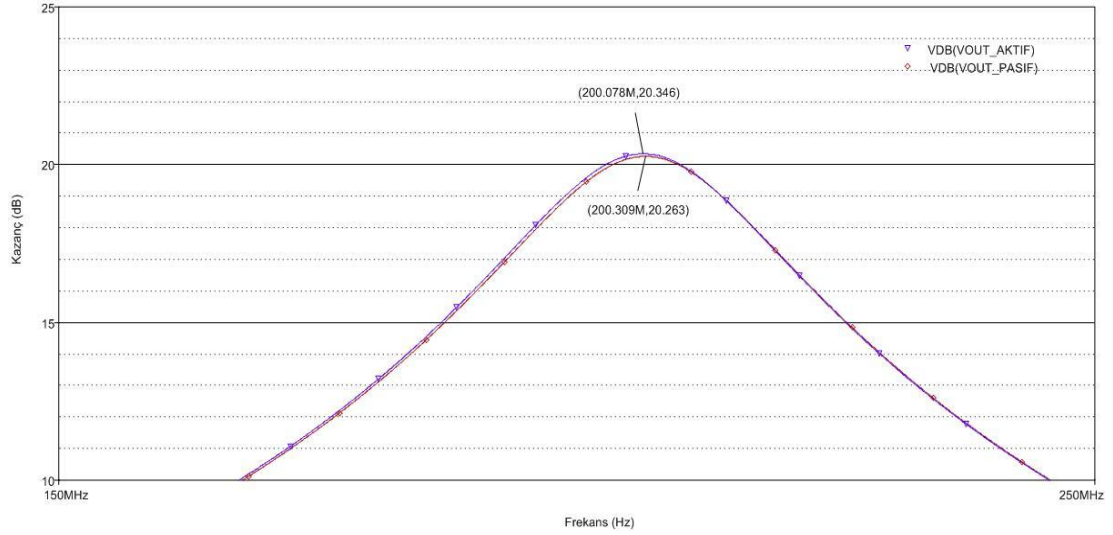


Şekil 5.3: Tek katlı aktif akortlu kuvvetlendiricinin frekans cevabı.

Şekil 5.3'te görülen verilere bakıldığında, tek katlı kuvvetlendiricinin merkez frekansı $f_0 = 200.078\text{MHz}$, bant genişliği $BW_0 = 25.61\text{MHz}$ olduğu görülür. Merkez frekansındaki maksimum kazanç da $K = 20.346$ olarak ölçülmüştür.

Teorik hesaplar ile benzetim sonuçları birbirine çok yakın olsa da bazı farklılıklar görülmektedir. Bunun en temel sebebi, aktif eleman olarak kullanılan transistörün idealsizliklerinden kaynaklanan problemlerdir.

Aynı tek katlı kuvvetlendirici pasif eşdeğeri ile tasarlanıp karşılaştırıldığında sonuç Şekil 5.4'te görüldüğü gibidir.



Şekil 5.4: Pasif – aktif tek katlı akortlu kuvvetlendirici karşılaştırılması.

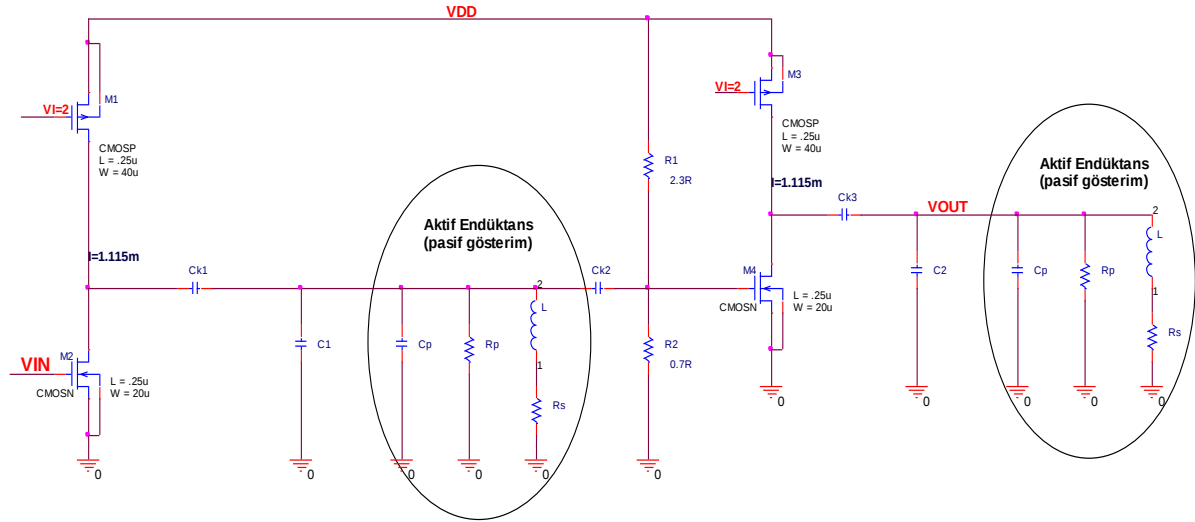
Pasif elemanlarla tasarlanan kuvvetlendiricinin akort frekansı 20.263MHz olarak ölçülmüştür. Aktif endüktans ile tasarlanan kuvvetlendiricide ölçülen değere oldukça yakındır. Pasif yapıda ölçülen bant genişliği ise 25.538MHz olarak görülmektedir. Merkez frekansındaki maksimum kazanç da 20.263 olarak belirlenmiştir.

5.2 Çift Katlı Tek Akortlu Kuvvetlendirici

Bölüm 2’de söz edilen Butterworth tipi maksimum düzlükte bir frekans eğrisi elde etmek için, iki katlı, 200MHz merkez frekansına sahip, bant genişliği 30MHz olarak kademeli akortlanmış, iki katlı akortlu kuvvetlendirici tasarlanacaktır.

Şekil 2.6 (a)’da verilen kutup dağılımı yaklaşımından yola çıkarak, her katın akort edilmesi gereken frekansı bulabilir, Bölüm 5.2’de hesaplandığı gibi, kuvvetlendirici tasarımı için gerekli elemanlar rahatlıkla seçilebilir.

Şekil 5.5’te çift katlı akortlu kuvvetlendiricinin pasif eşdeğerini görmek mümkündür.



Şekil 5.5: Çift katlı akortlu kuvvetlendirici (pasif gösterim).

1. kat için akort frekansı seçimi:

Şekil 2.6 (a)'da verilen sıfır-kutup grafiğine bakıldığında, Butterworth tipi maksimum düzlükte bir frekans eğrisi elde edebilmek için, akort frekansı ve bant genişliği değerleri kolaylıkla seçilebilir. Bu durumda 1. katın akort frekansı

$$\omega_{01} = \omega_0 + \frac{BW}{2} \sin \frac{\pi}{4}$$

$$= 2\pi \times 200 \times 10^6 + 2\pi \times 15 \times 10^6 \times 0.707$$

$$\omega_{01} = 1322.5994 \times 10^6 \text{ rad/s} \quad (5.9)$$

Bölüm 5.2'de yapılan hesaplardan yola çıkarak, kuvvetlendirici katının çıkış kapasitesi ve aktif endüktansın parazitik kapasitesini de dâhil ederek, aktif endüktansın ucuna bağlanması gereken paralel kapasiteyi bulabiliriz. ($R_p \gg R_s$)

$$\omega_{01} = 2\pi f_0 \sqrt{\frac{R_s + R_p}{R_p C_{T1} L}} \approx \frac{1}{\sqrt{L C_{T1}}} \quad (5.10)$$

$$C_{T1} = 2.772 \text{ pF} \quad (5.11)$$

C_{T1} birinci katta olması gereken toplam kapasite miktarını simgelemektedir. Şekil 5.5'ten görüldüğü gibi, aktif endüktansın ucuna etkiyen kapasiteler; ilk katın çıkış kapasitesi $C_{\text{amp_out1}}$ (C_{k1} yardımıyla küçültülerek aktarılmış), $C_{\text{amp_in2}}$ ikinci katın giriş kapasitesi (C_{k2} ile küçültülerek aktarılmış), aktif endüktansın parazitik kapasitesi C_p ve uygun frekans değerine ulaşabilmek için sonradan eklenen pasif kapasite C_1 'dir. PSPICE yardımıyla yapılan ölçümlerde, kuplaj kapasiteleri yardımıyla aktif

endüktansın ucuna aktarılan kapasiteler; $C_{amp_out1} = 0.108pF$ ve $C_{amp_in2} = 0.061pF$ 'dir. Uygun frekansa ulaşmak için bağlanacak olan paralel kapasite C_1

$$C_{T1} = C_{amp_out1} + C_{amp_in2} + C_p + C_1$$

$$2.772p = 0.108p + 0.061p + 0.102p + C_1$$

$$C_1 = 2.501pF \quad (5.12)$$

olmalıdır.

2. kat için akort frekansı seçimi:

Şekil 2.6'dan anlaşıldığı üzere, 2. katın akort frekansı

$$\omega_{02} = \omega_0 - \frac{BW}{2} \sin \frac{\pi}{4}$$

$$= 2\pi \times 200 \times 10^6 - 2\pi \times 15 \times 10^6 \times 0.707$$

$$\omega_{02} = 1189.4006 \times 10^6 \text{ rad/s} \quad (5.13)$$

olarak bulunur. Bölüm 5.2'de yapılan hesaplardan yola çıkarak, kuvvetlendirici katının çıkış kapasitesi ve aktif endüktansın parazitik kapasitesini de dahil ederek, aktif endüktansın ucuna bağlanması gereken paralel kapasiteyi bulabiliriz. ($R_p \gg R_s$)

$$\omega_{02} = 2\pi f_0 \sqrt{\frac{R_s + R_p}{R_p C_{T2} L}} \approx \frac{1}{\sqrt{LC_{T2}}} \quad (5.14)$$

$$C_{T2} = 2.242pF \quad (5.15)$$

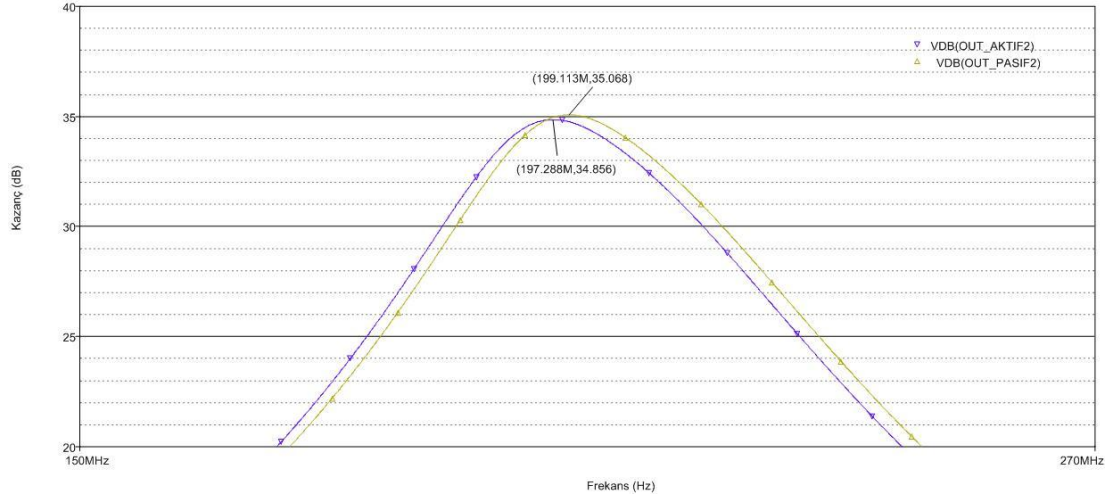
C_{T2} ikinci katta olması gereken toplam kapasite miktarını simgelemektedir. Şekil 5.5'ten görüldüğü gibi, aktif endüktansın ucuna etkiyen kapasiteler; ikinci katın çıkış kapasitesi C_{amp_out2} (C_{k3} yardımıyla küçültülerek aktarılmış), aktif endüktansın parazitik kapasitesi C_p ve uygun frekans değerine ulaşabilmek için sonradan eklenen pasif kapasite C_2 'dir.

$$C_{T2} = C_{amp_out2} + C_p + C_2$$

$$2.242p = 0.108p + 0.102p + C_2$$

$$C_2 = 2.032pF \quad (5.16)$$

Tasarlanan iki katlı kuvvetlendiricinin frekans cevabı Şekil 5.6'da verilmiştir.



Şekil 5.6: Butterworth tipi maksimum düzlükte çift katlı akortlu kuvvetlendiricinin pasif ve aktif endüktans ile frekans cevabı.

Butterworth tipi maksimum düzlükte bir frekans eğrisi elde etmek için tasarlanan akortlu kuvvetlendiricinin grafiğine bakıldığında, merkez frekansının teorik hesaplardan biraz daha düşük olduğu görülmektedir. Bu da transistörün içsel kapasiteleriyle birlikte, hesaplanan değerden daha büyük toplam kapasite değerine ulaştığını gösterir. Bant genişliğinin de teorik değerden daha büyük olması, parazitik dirençlerin bant genişliğini artırıcı etki yapmasıdır.

5.3 Çift Akortlu Kuvvetlendirici

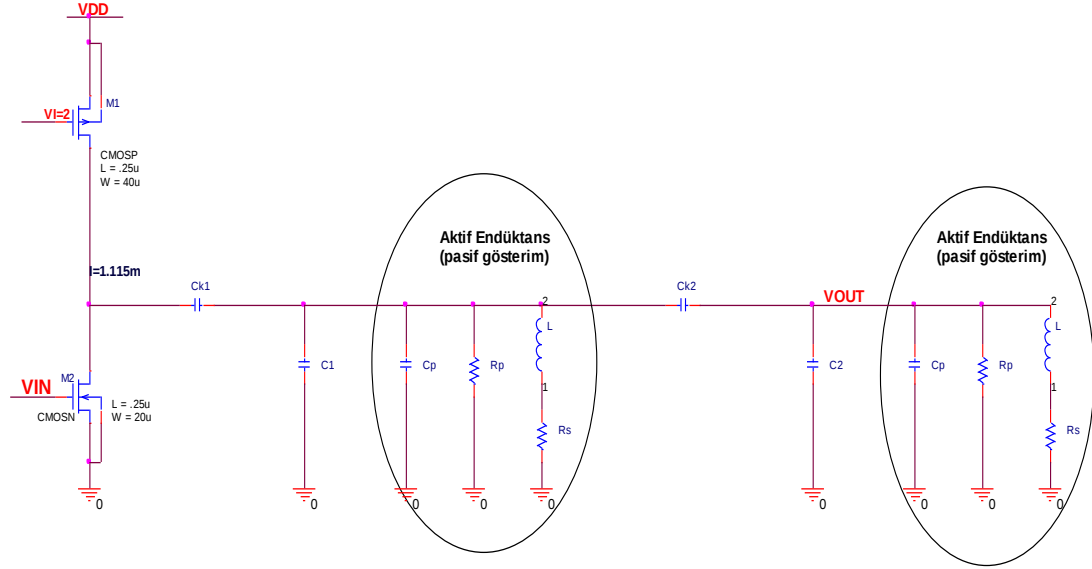
İki rezonans devresinin, bağlaştırma kapasitesi ya da transformatör ile bağlaştırılması ile elde edilen çift akortlu kuvvetlendiricilerin tanımı Bölüm-2’de yapılmıştı. Çift akortlu kuvvetlendiriciler, genellikle bir kuvvetlendirici elemanının yükü olarak kullanılırlar. Örnek olarak verilen devre Şekil 5.7’de görülmektedir. C_{k1} , kuvvetlendirici katının çıkış empedansının dönüşümünü sağlamak için kullanan kapasiteyi simgelerken, C_{k2} iki rezonans devresi arasındaki kuplaj katsayısını ayarlama için kullanılan kapasiteyi simgelemektedir. C_1 ve C_2 kapasiteleri de, merkez frekansını uygun değere getirmek için aktif endüktans ucuna bağlanacak pasif kapasiteleri simgelemektedir.

Bölüm 2.4’te söz edilen Butterworth tipi maksimum düzlükte bir frekans eğrisi elde etmek için kutup seçimi, Bölüm 5.2’de yapılan hesaplardan farksızdır. Fakat Bölüm-2.4’te söz edilen kuplaj, katsayısı transformatör kullanılarak tasarlanan çift akortlu kuvvetlendirici için verilmiştir. Bu bölümde kuplaj katsayısı terimi, iki rezonans

devresi arasında oranı sağlayan kapasitenin, tek rezonans katındaki kapasite ile oranını simgelemektedir. Kısaca formülü

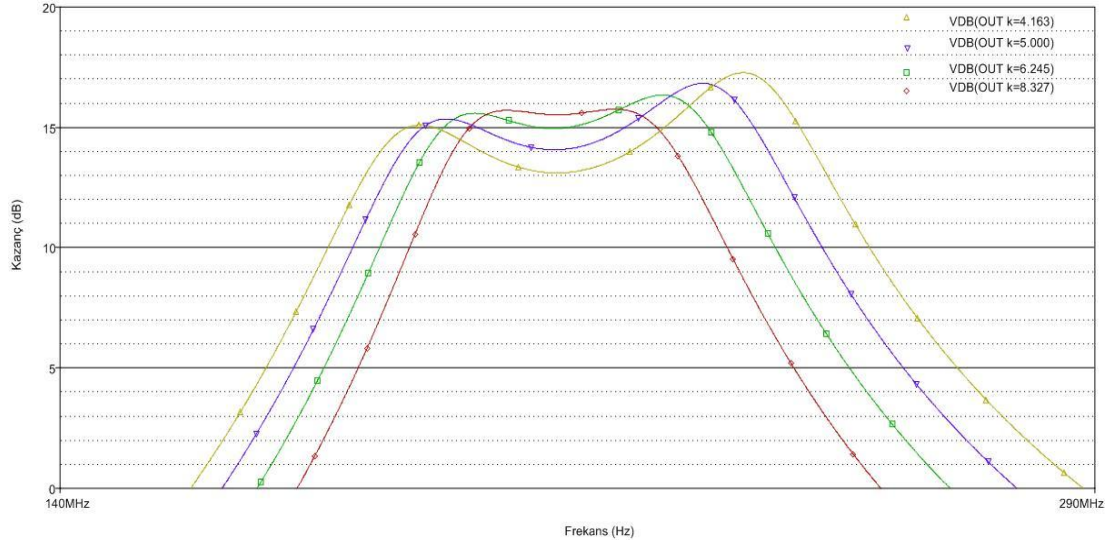
$$k = \frac{C_k + C_i + C_p}{C_k} \quad (5.17)$$

şeklindedir.



Şekil 5.7: Çift akortlu kuvvetlendirici (pasif gösterim).

Kuplaj mantığında, her rezonans devresinin frekansının birbirine yaklaştırılıp uzaklaştırılma ilkesi geçerlidir. Butterworth ve Chebyshev gibi yaklaşımlarla birlikte aradaki kuplaj katsayısı değiştirilerek de çift akortlu kuvvetlendirici elde edilebilir. Farklı kuplaj oranlarıyla tasarlanmış akortlu kuvvetlendiricilerin frekans cevabı Şekil 5.8’de görülmektedir. Grafikten de açıkça anlaşıldığı üzere, kuplaj katsayısı arttıkça kutuplar birbirine daha da yaklaşmaktadır ve merkez frekansının ulaştığı maksimum değer azalmaktadır. Bunun sebebi şu örnek ile açıklanabilir: İki farklı fakat yakın frekanslara akortlanmış ayrı katların frekans cevabı düşünölsün. Bu iki kat, farklı kuplaj kapasiteleri ile birbirine bağlanıp merkez frekansları birbirine yaklaştırılsın ve ya yaklaştırılsın. Merkez frekansları birbirinden uzaklaştıkça, iki eğrinin kesişim alanları azalır ve iki katın bağlanmasıyla elde edilen yeni merkez frekansının maksimum kazanç değeri de azalmış olur. Bu durumun tam tersi de doğrudur.



Şekil 5.8: Farklı kuplaj oranlarıyla tasarlanmış çift akortlu kuvvetlendiricilerin frekans cevabı.

6. SONUÇ

Bu yüksek lisans tezinin temel amacı; aktif endüktans benzetimi yapan devreler ile akortlu kuvvetlendirici tasarımı hakkında genel bilgiler vermektir. Ayrıca, iteratürde bulunan aktif endüktans devrelerinden yola çıkarak, farksal-kaskod aktif endüktans devresi de önerilmiştir. Bu yeni devre sayesinde, mevcut aktif endüktanslara göre, endüktansa paralel gelen direnci daha yüksek, yani daha iyi kalite faktörlü bir aktif endüktans elde edilmiştir. Paralel direnci arttıran en büyük etken, farksal geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisinin savağından çıkış alınmasıdır. Kaskod geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi ile birlikte, negatif geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisinin giriş ve çıkışı arasında etkileşim azalmış, bu da endüktansa seri gelen direncin yani kayıpların azalmasına sebep olmuştur.

Önerilen farksal-kaskod aktif endüktansın başarımını ve uygulanabilirliğini test etmek amacıyla, çeşitli akortlu kuvvetlendiriciler tasarlanmıştır. Kısaca akortlu kuvvetlendirici, çok dar bir bölgeyi seçip kuvvetlendiren, diğer bölgelerde kalan bileşenleri yok eden dar bantlı kuvvetlendiricilerdir. Dar bantlı bu kuvvetlendiricilerin tasarımında en önemli rolü endüktans elemanı üstlenmektedir. Kaybının az olması, bant genişliğinin de bir o kadar daralması anlamına gelmektedir. Bu sebeptendir ki, ilk paragrafta söz edilen farksal-kaskod aktif endüktans devresi ile akortlu kuvvetlendirici tasarımı yapmak mümkündür. Her ne kadar, karşılaştırılan aktif endüktanslara göre daha düşük bir self rezonans frekansına sahip olsa da, yüksek kalite faktörüne sahip olması, akortlu kuvvetlendiriciler için oldukça uygun bir devre olduğunu göstermektedir. Tasarlanan farksal-kaskod aktif endüktans, 255nH'lik bir endüktans değerinin yanında, 25Ω değerinde bir seri dirence sahiptir. Paralel direnci yaklaşık olarak 540kΩ'luk bir değere karşılık gelmektedir. Self rezonans frekansı 987.643MHz olan aktif endüktansın paralel kapasitesi 101.91fF'lık bir benzetim yapmaktadır. Bu özelliklere sahip aktif endüktans ile merkez frekansı 200MHz olan çeşitli bant genişliklerine sahip tek katlı, çift katlı ve çift akortlu kuvvetlendiriciler tasarlanmıştır. Pasif tasarımı ile karşılaştırıldığında, oldukça yakın sonuçlar veren aktif devrenin pasif yapıdan en büyük farkı, kullanılan transistör

bloklarının birbirleri üzerindeki etkisidir. Kolaylıkla kararsızlık problemi yaşayabilecek olan devrede, gerekli uygun değerlerdeki pasif elemanlarla devre kararlı hale getirilebilir.

Yüksek kalite faktörüne sahip farksal-kaskod aktif endüktans, bazı durumlarda çok dar bantlı uygulamalar için yetersiz kalabilir. Bu durumda yapılması gereken, aktif endüktansın kalite faktörünü iyileştirmektir. Bu yüksek lisans tezinde, gelecek çalışma olarak söz edilen bölümde, geri besleme direnci yardımıyla aktif endüktansın kalite faktörünün nasıl iyileştirilebileceğinden de kısaca söz edilmiştir. Bu iyileştirme için seçilecek direnç, uygun aralıkta seçildiğinde yüksek kalite faktörüne sahip bir aktif endüktans devresi daha elde edilmiş olur. Ayrıca, direnç geri besleme yolunda kaldığı için devrede ekstra bir güç tüketimine de sebep olmamaktadır.

Sonuç olarak, önerilen farksal-kaskod aktif endüktans ile dar bantlı uygulamalar olan akortlu kuvvetlendiriciler rahatlıkla tasarlanabilmektedir. Benzerlerine oranla düşük self rezonans frekansına sahip olmasına karşın, yüksek kalite faktörü, sadece dar bantlı uygulamalar için değil, düşük kayıp gerektiren bir çok devre için uygun bir aktif endüktans olduğunu gösterir.

KAYNAKLAR

- [1] **Leblebici D.**, 1983. *Elektronik Devreleri*, Ders Kitabı, Cilt:1, İTÜ Yayınları, pp. 248-298.
- [2] **Ismail M., Wassenaar R., and Morrison W.**, 1991. A high-speed continuous-time bandpass VHF filter in MOS technology, *Proc. IEEE ISCAS'91*, vol. 3, pp. 1761-1764, Singapore.
- [3] **Thanachayanont A. and Payne A.**, May 1996. VHF CMOS integrated active inductor, *Electronics Letters*, vol. 32(11), pp. 999- 1000.
- [4] **Xiao H. and Schaumann R.**, Apr. 2007. A 5.4-Ghz high-Q tunable active-inductor bandpass filter in standard digital CMOS technology, *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 51(1), pp. 1–9.
- [5] **Wu M.J., Yang J.N., and Lee C.Y.**, 2004. A Constant Power Consumption CMOS LC Oscillator Using Improved High-Q Active Inductor with Wide Tuning-Range, *Midwest Symposium on Circuits and Systems*, vol. 3, pp. 347-350, Hiroshima, Japan.
- [6] **Hsiao C., Kuo C., Ho C., and Chan Y.**, Dec 2002. Improved quality factor of 0.18 μ m CMOS active inductor by a feedback resistance design, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol.12(2), pp. 467–469.
- [7] **James Angelo E. Jr.**, 1969. *Electronics, BJTs, FETs, and Microcircuits*, McGraw-Hill (New York), pp. 465-520.
- [8] URL:<http://www.qrp.pops.net/captap.asp> – 22 March 2008
- [9] **Sedra A. and Smith K.**, 1970. A second generation current conveyor and its application, *IEEE Trans. Circuit Theory*, vol. 17, pp. 132-134.
- [10] **Yuan F.**, 2008. *CMOS Active Inductors and Transformers Principle, Implementation, and Applications*, Springer Science+Business Media, pp. 3-55.
- [11] **Lin T.Y.K. and Payne A.J.**, 2000. Design of a low voltage, low power, wide-tuning integrated oscillator, *Proc. ISCAS'2000*, vol. 5, pp. 629-632, Geneva, Switzerland.
- [12] **Thanachayanont A.**, Dec 2002. CMOS transistor-only active inductor for IF/RF applications, *IEEE International Conference on Industrial Technology*, vol. 2, pp. 1209 – 1212, Bangkok, Thailand.

- [13] **Weng R.M. and Kuo R.C.**, July 2007. An ω_0 -Q Tunable CMOS Active Inductor for RF Bandpass Filters, *International Symposium on Signals, Systems and Electronics*, pp. 571 – 574, Montréal, Québec, Canada.
- [14] **Liang K., Ho C., Kuo C., and Chan Y.**, Dec 2005. CMOS RF Band-Pass Filter Design Using the High Quality Active Inductor, *IEICE Trans. Electron.*, **vol. E88 – C**, No.12.
- [15] **Lin T. and Payne A.**, May 2000. Design of a low-voltage, low-power, wide-tuning integrated oscillator, *In Proc. IEEE International Symp. Circuits Syst.*, **vol. 5**, pp. 629–632, Geneva, Switzerland.
- [16] **Sae-Ngow S. and Thanachayanont A.**, Oct 2003. A low-voltage, wide dynamic range CMOS floating active inductor, *In Proc. 2003 IEEE TENCON*, **vol. 4**, pp. 1460–1463, Bangalore, India.
- [17] **Schaumann R. and Karşilayan A.**, 2000. A High-Frequency High-Q CMOS Active Inductor with DC Bias Control, *The 43rd IEEE Midwest Symposium on Circuits and Systems*, **vol. 1**, pp. 486-489, Lansing, Michigan, USA.
- [18] **Lee L., Aain A., and Kordesch A.**, Sept. 2006. A 5-GHz CMOS tunable image-rejection low-noise amplifier, *In Proc. Int'l RF and Microwave Conf.*, pp. 152–156, Putrajaya, Malaysia.
- [19] **Abdalla M., Phang K., and Eleftheriades G.**, Dec 2006. A 0.13- μm CMOS phase shifter using tunable positive/negative refractive index transmission lines, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, **vol. 16(12)**, pp. 705–708.
- [20] **Schaumann R., Ghausi M.S., and Laker K.R.**, 1990. Design of analog filters: passive, active RC, and switched capacitor, *Prentice Hall Series in Electrical and Computer Engineering*, Englewood Cliffs, New Jersey.

ÖZGEÇMİŞ



Ad Soyad : Bilge AKDOĞAN

Doğum Yeri ve Tarihi : Bartın, 26.04.1985

Adres : Seyitömer Mah. Mecitbey Sok. No: 2/2

Fatih/İSTANBUL

Lisans Üniversite : Anadolu Üniversitesi Elektrik Elektronik Müh.
Bölümü