

# Bant geçiren filtre yapılı CSSDA'nın analizi, tasarımı ve performansı

Metin YAZGI\*, Ali TOKER

İTÜ Elektrik Elektronik Fakültesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü, 34469, Ayazağa, İstanbul

## Özet

*Bu çalışmada, kaskatlanmış tek hücreli dağılmış parametrelili kuvvetlendiricilerin (CSSDA) yapay hatlarının gerçekleştirilmesi için bant geçiren filtre yapısı önerilmekte ve bant geçiren filtre yapılı CSSDA'ların temel analiz ve tasarımı verilmektedir. CSSDA'nın alt frekans bölgesinin bir kısmı kutuplama elemanları sebebiyle kullanılamaz. Yapay hatların bant geçiren filtre (BP) yapılı tasarlanması durumunda kullanılmayan frekans bölgesi kazanç-frekans bandına katılabilir. Bundan dolayı BP yapılı CSSDA'lardan LP yapılı CSSDA'lara göre daha geniş bir bant elde edilebilir. CSSDA'nın kazancı rahat sonlandırma empedanslarının ( $Z_{0int}$ ) değerleri artırılarak band genişliği azaltılmaksızın yükseltilebilir. Bu çalışmada maksimum  $Z_{0int}$  değerinin belirlenmesi için grafiksel bir yöntem tanıtılmaktadır. Simülasyon sonuçları BP yapılı CSSDA'ların avantajını ortaya koymaktadır.*

**Anahtar Kelimeler:** Dağılmış parametrelili kuvvetlendiriciler, bant geçiren filtre, kazanç, grup gecikmesi.

## Analysis, design and performance of CSSDA with bandpass filter structure

### Abstract

*The conventional distributed amplifier (CDA) is one of the most investigated and realized broadband circuits. However the maximum gain obtainable from the CDA is limited to about 7-14 dB. To overcome this disadvantage, a novel broadband amplifier has been presented in the literature, which is called cascaded single-stage distributed amplifier (CSSDA). The gain of a CSSDA is significantly higher than that of the CDA designed for a given number of active devices. A CSSDA has three different artificial lines: the input line, the interstage line and the output line. In previous studies, all these lines have been analyzed and designed as lowpass (LP) structured lines. On the other hand, when bias components are taken into the account, it will become apparent that these lines are similar to bandpass structured lines. There is a bandpass structure in the literature, which has been proposed for shifting the gain-frequency band of the CDA. This structure includes all the necessary bias components. Hence, if one uses the bandpass structure for realizing the artificial lines, better gain-frequency performance can be obtained for the CSSDA. The gain of CSSDA can be increased, by increasing the interstage termination impedance ( $Z_{0int}$ ) without decreasing the bandwidth. In this paper, the basic analysis and design of the proposed BP structured CSSDA has been introduced. Also, a graphical method for the determination of the maximum  $Z_{0int}$  is suggested. Simulations have been conducted on CSSDAs with the LP and BP structured artificial lines and the results indicating the advantages of the BP structure are presented.*

**Keywords:** Distributed amplifiers, bandpass filter, gain, group delay.

---

\*Yazışmaların yapılacağı yazar: Metin YAZGI. metin@ehb.itu.edu.tr; Tel: (212) 285 64 19.

Bu makale, birinci yazar tarafından İTÜ Elektrik Elektronik Fakültesi'nde tamamlanmış "Dağılmış parametrelili kuvvetlendiricilerin kazanç-bant genişliği performansının iyileştirilmesi" adlı doktora tezinden hazırlanmıştır. Makale metni 14.01.2003 tarihinde dergiye ulaşmış, 17.02.2003 tarihinde basım kararı alınmıştır. Makale ile ilgili tartışmalar 31.07.2003 tarihine kadar dergiye gönderilmelidir.

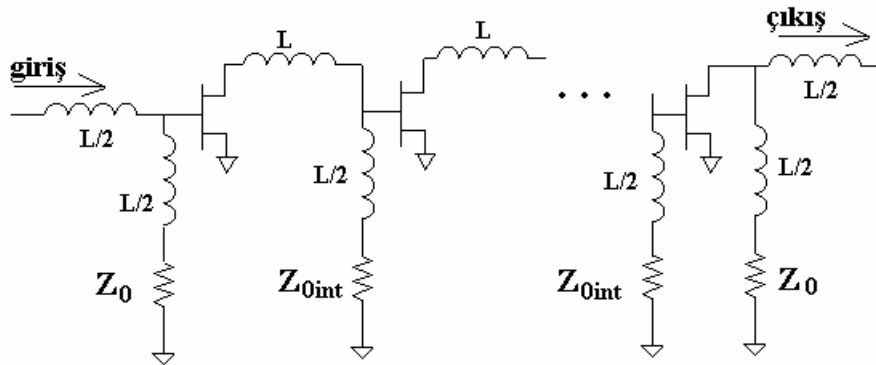
## Giriş

Klasik dağılmış parametrelili kuvvetlendirici (CDA) en çok incelenen ve gerçekleştirilen geniş bantlı kuvvetlendiricilerden biridir (Percival 1936; Ayaslı v. diğ. 1984; Beyer v. diğ. 1984; Yazgı v. diğ. 1999). Bununla birlikte kazancı 7-14dB civarında olmaktadır. Bu dezavantajı gidermek için yürüyen dalga (travelling wave) eşleştirme tekniğini kullanan kaskatlanabilir bir kuvvetlendirici literatürde tanıtılmıştır (Minnis 1994). Daha sonra yeni bir kuvvetlendirici teklif edilmiştir. Bu yeni kuvvetlendirici kaskatlanmış tek hücreli dağılmış parametrelili kuvvetlendirici (ingilizce olarak Cascadable single-stage distributed amplifier, CDSSA) olarak isimlendirilebilir. Bu yeni kuvvetlendirici CDA ile aynı temel noktaya dayanmaktadır: yapay transmisyon hattı. CSSDA'nın kazancı aynı sayıda aktif elemana sahip CDA'ya göre oldukça yüksek olabilmektedir. Bir CSSDA üç farklı yapay hatta sahiptir: giriş hattı, rahat ve çıkış hattı. Literatürdeki çalışmalarda bu hatlar alçak geçiren filtre yapılı olarak analiz edilmiş ve tasarlanmışlardır. Diğer taraftan, kutuplama elemanları gözönüne alındığında, söz konusu hatların bant geçiren filtre yapılı hatlara benzer hale geldikleri görülür. Bundan dolayı, CSSDA'nın yapay hatlarının gerçekleştirilmesinde bant geçiren filtre (BP) yapısının kullanılması durumunda aynı kazanç için alçak geçiren filtre yapısının kullanılmasına göre daha geniş bir kazanç bandı elde edilebilir. Literatürde CSSDA üzerine yapılmış çalışmalar kazanç üzerine yoğunlaşmıştır (Virdee v. diğ. 1999, 2000; Benyamin v. diğ. 2000).

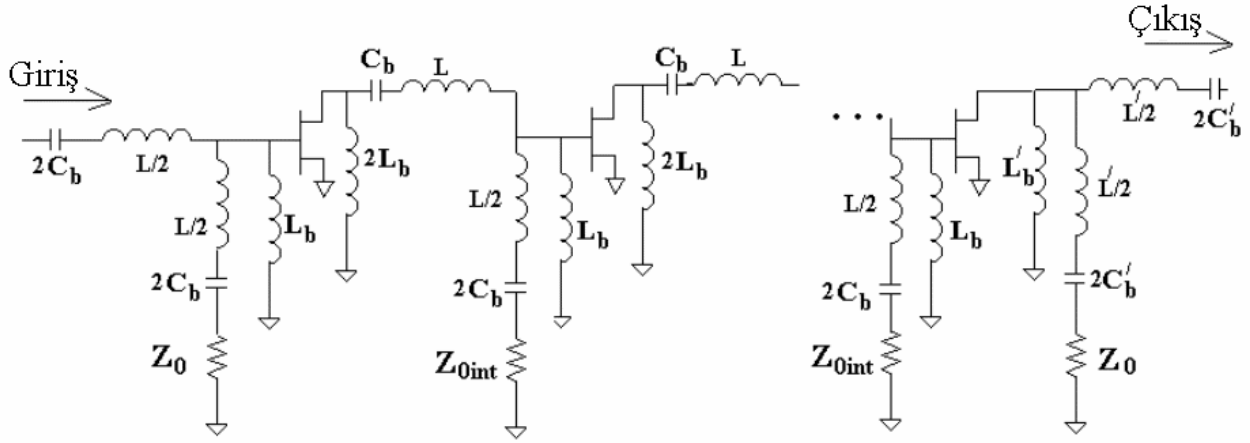
Bu çalışmalar, rahat sonlandırma empedansının ( $Z_{0int}$ ) değerinin arttırılmasıyla bant genişliğini azaltmaksızın kazancın arttırılabileceğini göstermiş bulunmaktadır. Bu çalışmada, teklif edilen BP yapılı CSSDA'nın (BP-CSSDA) temel analizi ve tasarımı verilmektedir. Aynı zamanda,  $Z_{0int}$ 'in maksimum değerinin bulunmasında kullanılabilir bir grafiksel yöntem tanıtılmaktadır. LP ve BP yapılı CSSDA'lar üzerinde yapılmış olan simülasyonlar BP yapının avantajını ortaya koymaktadır.

## BP-CSSDA'nın analizi

CSSDA'nın şematik görünümü Şekil 1'de verilmektedir. Yukarıda açıklandığı gibi, bir CSSDA üç farklı yapay hatta sahiptir: giriş hattı aktif elemanın giriş kapasitesi ve eklenen endüktanslar ile, rahat aktif elemanın çıkış kapasitesi ve bir sonraki aktif elemanın giriş kapasitesi ile birlikte eklenen endüktanslar ile ve çıkış hattı ise son aktif elemanın çıkış kapasitesi ve eklenen endüktanslar ile oluşturulmaktadır. Genellikle aktif eleman olarak FET kullanılır. Aktif elemanın giriş ve çıkış portlarının kutuplanması için paralel endüktanslar, aktif elemanlar arasında DC blok sağlayabilmek için ise seri kapasiteler kullanmak gerekmektedir. Kutuplama elemanları ile birlikte bant geçiren filtre yapısına benzemekte olan CSSDA'nın yapay hatlarını gerçeklemek için literatürde CDA için teklif edilen bir BP yapı kullanılabilir (Yazgı v. diğ. 1999). Şekil 2'de BP yapılı CSSDA görülmektedir.



Şekil 1. CSSDA'nın genel görünüşü



Şekil 2. Bant geçiren süzgeç yapılı yapay hat kullanan CSSDA

Şekil 3'te verilen basitleştirilmiş FET modeli dağılmış parametrelili kuvvetlendiricilerin temel analizi ve tasarımı için literatürde geniş bir kullanım alanı bulmuş olup tatmin edici sonuçlar vermektedir. Giriş hattı, arahattı ve çıkış hattı sırasıyla Şekil 4, 5 ve 6'da gösterilmektedir.

Literatürde teklif edilen BP yapıdan optimum karakteristik empedans performansı elde edilebilmesi için:

$$LC_b = L_b C_{gs} \quad (1)$$

Şartı sağlanmalıdır (Yazgı v. diğ. 1999). Bu durumda karakteristik empedans ( $Z_0$ ) ve geometrik merkez frekans ( $\omega_0$ ):

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C_{gs}}} = \sqrt{\frac{L_b}{C_b}} \quad (2)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_b C_{gs}}} \quad (3)$$

bağıntılarıyla bulunabilir. (1) bağıntısından aşağıdaki şart kolaylıkla elde edilebilir:

$$\frac{C_b}{C_{gs}} = \frac{L_b}{L} = \mu \quad (4)$$

BP yapının LP yapı ile aynı band genişliğine

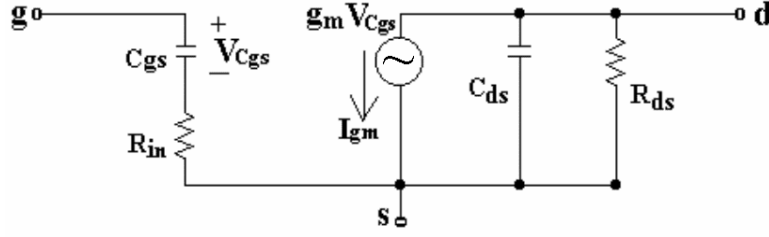
sahip olduğu pasif filtre transformasyonlarından görülebilir (Su 1996). BP yapının alt kesim frekansı:

$$f_L = \eta f_c \quad (5a)$$

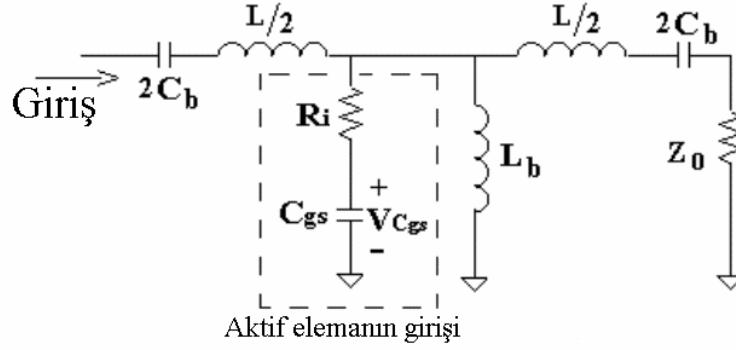
$$f_c = \frac{1}{\pi \sqrt{LC_{gs}}} \quad (5b)$$

$$\eta = \frac{1 + \sqrt{1 + \frac{1}{\mu}}}{2} - 1 \quad (5c)$$

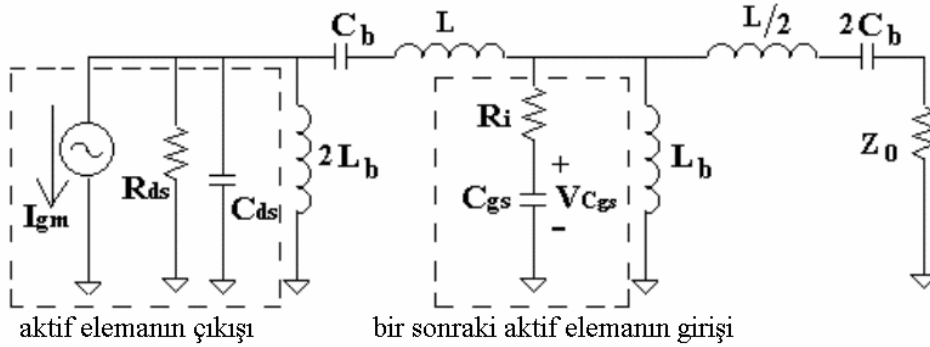
bağıntıları ile ifade edilebilir. Bu bağıntılarda  $f_c$  LP yapılı hatların kesim frekansını,  $\eta$  ise BP durumdaki alt kesim frekansının  $f_c$ 'ye oranını göstermektedir. İstenen alt frekans limiti  $\mu$  parametresinin uygun seçilmesiyle elde edilebilir. Sonuç olarak kazanç bandı  $\eta f_c$ 'lik bir ötelemeye uğrar. Diğer taraftan, LP yapılı tasarım yaklaşımı tam ve optimum olmayan BP yapının kullanılması demektir. Bu durumda, kazanç-frekans performansı  $\omega_0$ 'ın altında bozulur ve dolayısıyla  $\omega_0$ 'ın altında kalan frekans bölgesi kazanç-frekans bandı içine alınamaz. Bundan dolayı LP-CSSDA'nın alt kesim frekansı  $C_b/C_{gs} > L_b/L$  şartı altında (3) bağıntısı ile verilebilir (Burada  $L_b$  ve  $C_b$  kutuplama elemanlarıdır). Böylece LP-CSSDA'nın bant genişliği BP-CSSDA'dan daha düşük olur.



Şekil 3. Basitleştirilmiş FET modeli



Şekil 4. BP-CSSDA'nın giriş hattı



Şekil 5. BP-CSSDA'nın arahattı

Yapay hatların diğer bir önemli özelliği grup gecikme (GD) performansını belirleyen propagasyon bağıntısıdır. Bu bağıntı:

$$\gamma = j \frac{\sqrt{(\omega^2 L_b C_{gs} - 1)^2}}{\omega \sqrt{L_b C_b}} \quad (6)$$

olarak ifade edilebilir. Gerçekte propagasyon bağıntısı iki farklı bölgede incelenebilir. Bunlar  $\omega_0$ 'ın altında kalan frekans bölgesi ve üstünde kalan frekans bölgesidir. Altında kalan bölgede BP yapı yüksek geçiren özellikte olup propagasyon bağıntısı:

$$\gamma \cong j \frac{1}{\omega \sqrt{L_b C_b}} \quad (7)$$

biçimindedir. (7) bağıntısı BP yapay hat birimi başına faz ötelemesinin alt frekans bölgesinde frekans ile lineer değişmediğini göstermektedir. Bundan dolayı  $\omega_0$ 'ın altında kalan frekans bölgesinde BP yapının GD performansı iyi değildir.  $\omega_0$ 'ın üstünde kalan bölgede propagasyon bağıntısı:

$$\gamma \cong j \omega \sqrt{L C_{gs}} \quad (8)$$

olarak elde edilir. (8) bağıntısı üst frekans bölgesinde propagasyon sabitinin frekans ile lineer değiştiğini, dolayısıyla GD performansının çok iyi olduğunu göstermektedir. BP yapının alt kesim frekansı arttıkça  $\omega_0$  üst frekans limitine yaklaşır. Bu durum alt frekans bölgesinin genişlemesi ve dolayısıyla GD performansının kötüleşmesi anlamına gelmektedir. Bu nokta iyi bir GD performansı isteniyorsa BP-CSSDA'nın tasarımında dikkate alınmalıdır.

BP durumda ideal, kayıpsız ve  $N$  sayıda aktif elemana sahip CSSDA'nın  $\omega_0$  frekansındaki kazancı:

$$S_{21} = \frac{1}{2} g_m^N Z_{0int}^{(N-1)} Z_0 \quad (9)$$

olarak bulunur. (9) bağıntısında  $g_m$  aktif elemanın eğimi,  $Z_0$  giriş ve çıkış hatlarının karakteristik empedansıdır. LP-CSSDA'nın DC durumdaki kazancıda da (9) bağıntısı ile verilmektedir.  $R_i$  aktif elemanın girişinde frekans ile artan paralel iletkenliğe sebep olmaktadır. Yapay hatta  $R_i$  sebebi ile oluşan paralel iletkenlik her bir tranzistor için:

$$G \cong \omega^2 C_{gs}^2 R_{in} \quad (10)$$

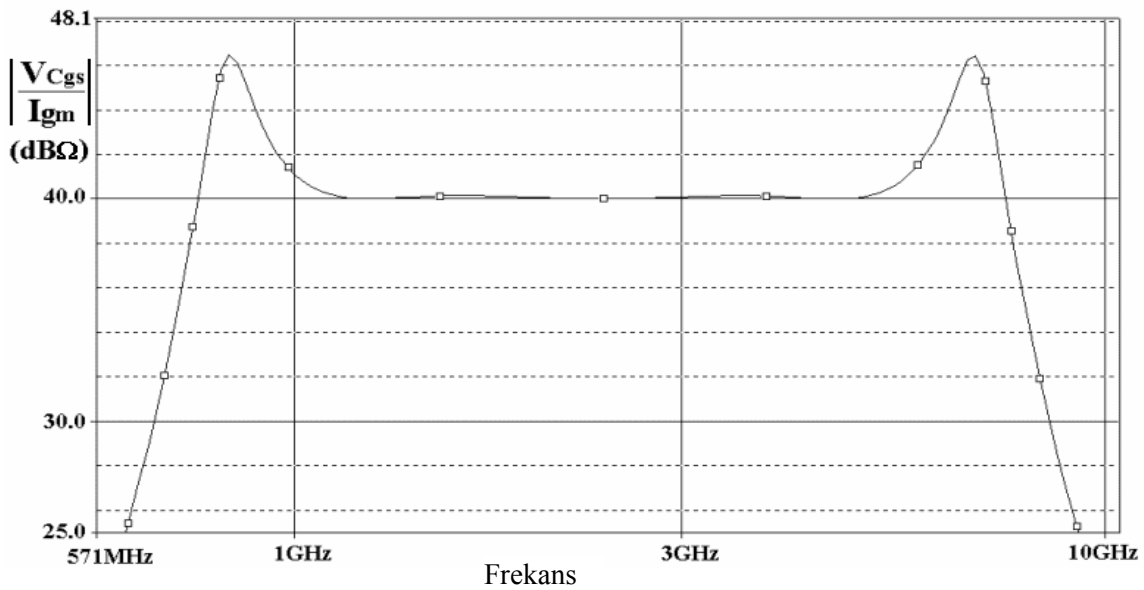
olarak verilebilir.  $R_{ds}$  ve  $R_i$ 'nin etkilerinin göz önüne alınmasıyla (9) bağıntısı (11) bağıntısına dönüşür:

$$S_{21} = 2 \frac{Z_0 // G^{-1}}{Z_0 // G^{-1} + Z_0} g_m^N (Z_{0int} // R_{ds} // G^{-1})^{N-1} \left( \frac{Z_0 // R_{ds}}{2} \right) \quad (11)$$

### Sonlandırma empedanslarının değerlerinin büyütülmesi

LP-CSSDA'da olduğu gibi BP-CSSDA'da da rahat sonlandırma empedanslarının değerlerinin büyütülmesi kazançta artış sağlamaktadır. Optimum kazanç-frekans performansı için sonlandırma empedansına seri elamanların değerlerinin de değiştirilmesi gerekmektedir. Burada dikkat edilmesi gereken nokta endüktansın değeri artırılırken kapasitenin değerinin azaltılmasının gerektiğidir. İlk adımda kapasitenin değerindeki azalma oranı endüktansın değerindeki artış oranına eşit olmalıdır.

Şekil 7 kayıpsız durumda ve  $Z_{0int}=Z_0$  için BP tipi arahattın frekans cevabını göstermektedir. Arahattın girişi  $\pi$  tipi yapay hat özelliğine sahiptir.  $\pi$  tipi hattın karakteristik empedansının değeri frekans bandının sınırlarında artmaktadır. Diğer taraftan arahatların girişi akım kaynağı ( $g_m$ ) ile beslenmektedir. Dolayısıyla BP tipi arahattın karakteristik empedansının değerindeki artışlar Şekil 7'den görülebileceği gibi kazanç-frekans bandının sınırlarında tepelere sebep olmaktadır.



Şekil 7. BP tipi arahattın kayıpsız durumda frekans cevabı

BP tipi arahattın giriş empedansı  $\omega_0$ 'da sonlandırma empedansına eşittir. Frekans  $\omega_0$ 'dan uzaklaştıkça giriş empedansı arahattın karakteristik empedansına yaklaşır. Böylece sonlandırma empedansındaki artış bandın ortasındaki kazançta artışa sebep olur. Diğer taraftan, sonlandırma empedansına seri endüktansdaki artış üst frekans bölgesinde, seri kapasitedeki azalma alt frekans bölgesinde kazancın artmasını sağlar. Sonlandırma empedansı ve ona seri elemanların modifiye edilmiş olduğu arahattın görüntüsü Şekil 8'de verilmektedir.

Şekil 8'deki  $n$  ve  $m$  Şekil 5'teki  $\frac{1}{2}$  ve 1 değerlerinin yerine gelmiştir. Modifiye edilmiş durumda  $n$  ve  $m$ 'nin değerleri arttırılır. Şekil 8  $V_{C_{gs}}/I_{gm}$  transfer ifadesi için analiz edilirse bir denklem elde edilebilir. Kazancın  $1/p$  kez azaldığı frekans için denklem çözülerek bir ikinci derece denklem elde edilir:

$$\beta_2 n^2 + \beta_1 n + \beta_0 = 0 \quad (12)$$

Bu denklemdeki  $\beta_0$ ,  $\beta_1$  ve  $\beta_2$  katsayıları  $\mu$ ,  $Z_0$ ,  $R_{in}$ ,  $R_{ds}$ ,  $m$ ,  $p$  ve normalize frekans değeri  $a$  büyüklüklerinin fonksiyonudurlar. "a":

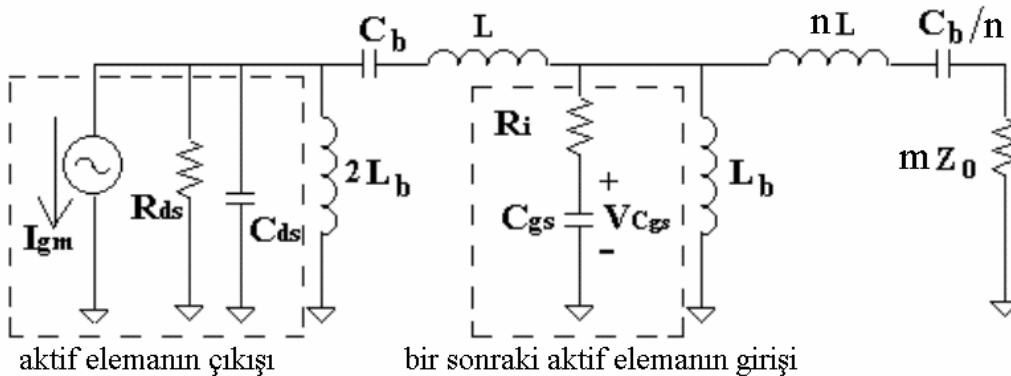
$$a = \omega \sqrt{LC_{gs}} \quad (13)$$

biçimindedir. (12) denklemi kullanılarak  $m$ 'nin herhangi bir değerine karşılık gelen  $n$  değeri elde edilebilir. (12) denkleminin çözümü için bir bilgisayar programı yazılmıştır.

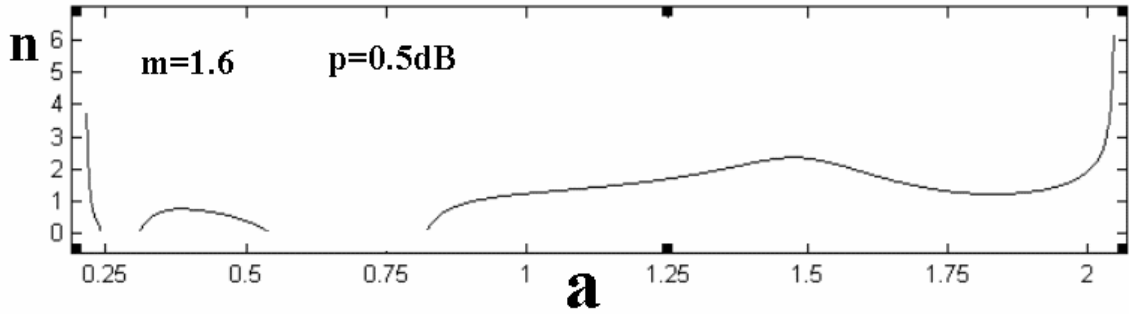
Program  $a$ 'nın kullanıcı tarafından tanımlanmış bir aralığı için  $a$ 'yı değiştirmekte ve  $n$ 'yi  $p$ ,  $\mu$ ,  $Z_0$ ,  $R_{in}$ ,  $R_{ds}$ ,  $m$  büyüklüklerinin verilmiş değerleri için hesaplamaktadır.  $n$   $a$ 'nın uygun değerleri için reel (Burada uygun değer kabul edilebilir band genişliği anlamına gelmektedir),  $n$  ve  $m$ 'nin değerleri tasarım için tatmin edicidir.  $n$  ve  $m$ 'nin daha büyük değerleri daha büyük kazanç anlamına gelmektedir. Fakat optimum değerlerinden daha büyük seçmek bant içi dalgalılığı kötüleştirir.

### Bir tasarım örneği ve simülasyon sonuçları

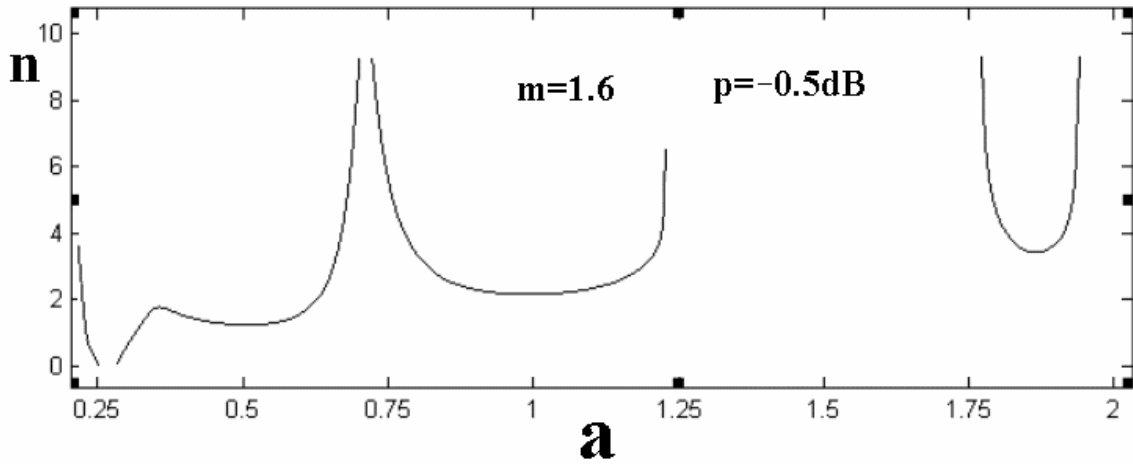
NEC'in NE72089A tranzistorunun basitleştirilmiş FET modeli parametreleri  $C_{gs}=0.94\text{pF}$ ,  $g_m=65\text{mS}$ ,  $R_{in}=10\Omega$ ,  $C_{ds}=.43\text{pF}$ ,  $R_{ds}=160\Omega$  olarak verilebilir. Tasarımın önemli bir adımı rahat sonlandırma empedansının değerinin belirlenmesidir. Daha önce belirtildiği gibi, bu empedansın değerinin büyümesi kazancı arttırmaktadır. Fakat bant içi dalgalılığın kabul edilebilir sınırlar içinde kalması gerektiğinden bu empedansın değeri için bir maksimum durum vardır. Şekil 9a ve 9b'de  $p=0.5$  ve  $p=-0.5$  için  $n$ - $a$  grafikleri verilmektedir. Bu grafikler  $Z_0=50\Omega$ ,  $m=1.6$ ,  $\mu=2$ ,  $p=\pm 0.5$  değerleri için elde edilmiştir.  $\mu=2$  için (5) bağıntısı çözülerek  $\eta$ 'nin değeri 0.11 olarak elde edilir. Bu BP-CSSDA'nın alt limitinin  $0.11f_c$  olması anlamına gelmektedir (Bu örnek için yaklaşık 0.75GHz).  $\mu$ 'nün değerindeki bir azalma bandın ötelenme miktarını arttırır.  $p$  kazanç katlarının sayısına göre seçilir ve kazanç düzgünlüğünü (dalgalılığı) belirler. 3dB'lik dalgalılık band içi maksimum dalgalılık için uygundur.



Şekil 8. Arahattın modifiye edilmiş hali



a)  $p=0.5dB$  ( $n$ 'nin yalnız pozitif reel değerleri gösterilmektedir)



b)  $p=-0.5dB$  ( $n$ 'nin yalnız pozitif reel değerleri gösterilmektedir)

Şekil 9. BP yapılı arahlarda  $n$ 'nin  $a$ 'ya bağlı değişimi: a)  $p=0.5dB$ , b)  $p=-0.5dB$ .

Pozitif ve negatif dalgalanmalar göz önüne alındığında  $N$  sayıda kazanç katı (aktif eleman) içeren bir kuvvetlendirici için  $p$ 'nin değeri:

$$p = \frac{\mp 1.5dB}{N-1} \quad (14)$$

bağıntısı kullanılarak elde edilir.  $N=4$  için  $p \pm 0.5$  olarak elde edilir.

Arahat sonlandırma empedansının değerinin artırılması kazancı olumlu etkilerken, arahattın karakteristik empedansını ( $Z_0$ ) arttırmak band genişliğini azalttığından doğru olmaz.

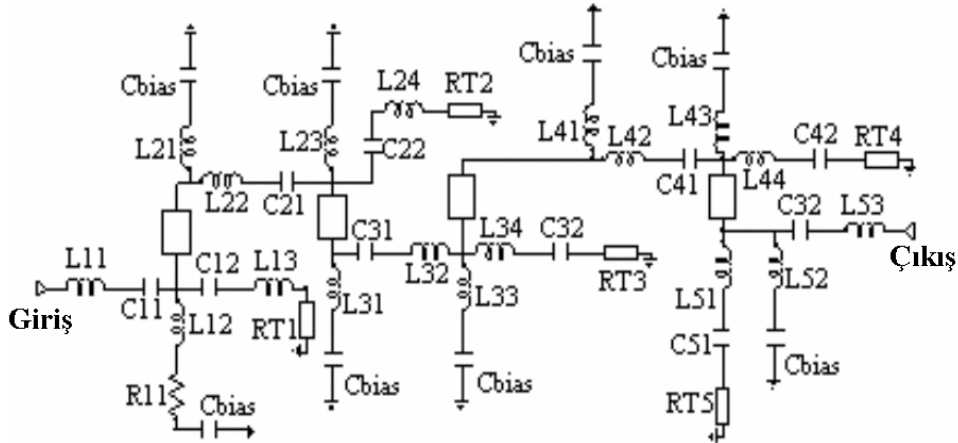
Şekil 9a  $p=0.5dB$  için elde edilmiştir.  $n$ 'nin kompleks değerleri kullanılmaz. Bu sebeple  $n$ 'nin sanal kısmının sıfır olduğu bölgeler incelenerek  $n$ 'nin değeri belirlenir. Bu şart Şekil 9a'nın büyük bir kısmında geçerlidir.

Bu şekil  $n>2.5$  şartının  $p=0.5dB$  için iyi bir seçim olacağını göstermektedir.  $n>2.5$  için  $a$ 'nın maksimum ve minimum değerleri 2.2 ve 0.2 bulunur. Şekil 9b  $p=-0.5dB$  için elde edilmiştir. Şekil 9b'nin büyük bir kısmında  $n$ 'nin sanal kısmı sıfır olarak elde edilmektedir. Bu şekilden  $n<2$  şartı iyi bir seçim olarak elde edilir. Bu durumda  $a$ 'nın minimum değeri 0.3 olarak bulunur. Bandın üst bölgesinde ise 0.5dB'lik artış yoktur.  $n<2$  için kazanç  $n>2.5$  durumuna göre daha az dalgalılığa sahiptir fakat ortalama kazanç daha düşüktür.  $n$ 'nin değerinin artırılması hem ortalama kazancı hem de band içi dalgalılığı artırır. Gerçekte, bu değerler tasarımın ileriki adımları için sadece başlangıç değeri olmaktadır. Dolayısıyla  $n$ 'nin 2.5'ten daha büyük değerleri için, tasarımın ileriki adımlarında yapılacak optimizasyonlar yardımıyla kabul edilebilir dalgalılık elde edilebilir.

LP ve BP-CSSDA'lar arasında bir karşılaştırma elde edebilmek için her iki kuvvetlendirici Microwave Office programı yardımıyla optimize edilmiştir. Simülasyonlar için NE72089A tranzistörünün s parametreleri kullanılmıştır. Aktif elemanların sayısı dördür. Tasarlanmış kuvvetlendiricilerin genel şematiği Şekil 10'da verilmektedir. Sadece yapay hat elemanları optimizasyon adımlarında değiştirilmiştir. Sonlandırma empedansına seri kapasiteler LP-CSSDA'da kullanılmamıştır. Optimizasyon ve simülasyonlar BP-CSSDA'nın grup geçikmesi performansını gözleyebilmek amacıyla iki farklı durum için yapılmıştır. Birinci durumda LP-CSSDA'nın kazanç-frekans performansı 1GHz'lik alt kesim frekansı için 40dB-41dB arasında kalacak kazanç şartıyla optimize edilmiştir. Optimizasyon sonucunda birinci LP-CSSDA için 5.5GHz'lik üst kesim frekansı elde edilmiştir. Bundan dolayı BP-CSSDA'nın kazancı 40dB-41dB arasında kalmak şartı ile  $f_U=5.5\text{GHz}$ 'lik üst kesim frekansı için optimize edilmiştir. İkinci durumda kazanç her iki tip kuvvetlendirici için 39dB-40dB arasında olmak üzere  $f_L=1\text{GHz}$ 'lik alt kesim frekansı için optimize edilmiştir.  $\mu$ 'nün değeri optimizasyonlar öncesinde birinci tasarım için 4 ikinci tasarım için 1.5 seçilmiştir. LP-CSSDA'nın kutuplama endüktanslarının değeri (3) bağıntısının 1GHz'lik alt kesim frekansı için çözülmesinden 30nH olarak elde edilmiştir. Optimizasyonlar sonucunda elde edilen eleman değerleri Tablo 1'de verilmektedir. BP-CSSDA'larda kullanılan endüktanslar için en büyük değer 30nH olması performansların karşılaştırılmasının anlamlı olması açısından önemli bir noktadır.

Tablo 1. Şekil 10'da görülen genel kuvvetlendirici şematiğindeki elemanların değerleri

Eleman	1. Tasarım		2. Tasarım	
	LP	BP	LP	BP
L11	1nH	1.2nH	1nH	0.9nH
L12	30nH	9nH	30nH	4nH
L13	2nH	3.7nH	2nH	2.7nH
C11	22pF	4.7pF	22pF	2.7pF
C12	-----	2.7pF	-----	2.2pF
R11	0	3.5 $\Omega$	0.0	1 $\Omega$
RT1	27 $\Omega$	28 $\Omega$	33 $\Omega$	33 $\Omega$
L21	30nH	28nH	30nH	9.2nH
L22	0.7nH	0.6nH	0.6nH	0.7nH
L23	30nH	3nH	30nH	2nH
L24	2.6nH	3.2nH	2.3nH	9.4nH
C21	22pF	3.3pF	22pF	1.8pF
C22	-----	2.2pF	-----	0.27pF
RT2	22 $\Omega$	91 $\Omega$	22 $\Omega$	120 $\Omega$
L31	30nH	30nH	30nH	30nH
L32	2nH	2nH	1.6nH	1.4nH
L33	30nH	30nH	30nH	5.5nH
L34	9.4nH	19nH	7.9nH	13nH
C31	22pF	8.2pF	22pF	3.9pF
C32	-----	1pF	-----	0.33pF
RT3	68 $\Omega$	150 $\Omega$	47 $\Omega$	150 $\Omega$
L41	30nH	30nH	30nH	30nH
L42	2.3nH	2.1nH	2.1nH	1.6nH
L43	30nH	9.5nH	30nH	7.5nH
L44	13nH	12nH	7.9nH	26nH
C41	22pF	4.7pF	22pF	3.9pF
C42	-----	1.pF	-----	0.39pF
RT4	270 $\Omega$	250 $\Omega$	330 $\Omega$	120 $\Omega$
L51	7.1nH	11nH	6.6nH	10nH
L52	30nH	17nH	30nH	12nH
L53	0.9nH	1.2nH	0.9nH	1.3nH
C51	22pF	1.5pF	22pF	3.3pF
C52	-----	3.9pF	-----	2.7pF
RT5	68 $\Omega$	82 $\Omega$	68 $\Omega$	80 $\Omega$
Cbias	47nF	47nF	47nF	47nF



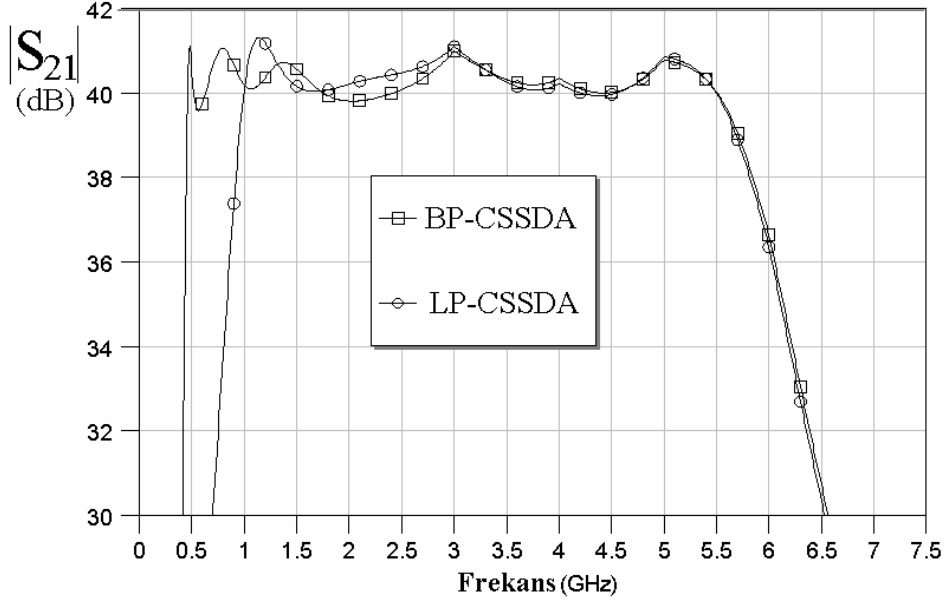
Şekil 10. Simülasyonlarda kullanılan genel kuvvetlendirici şematiği



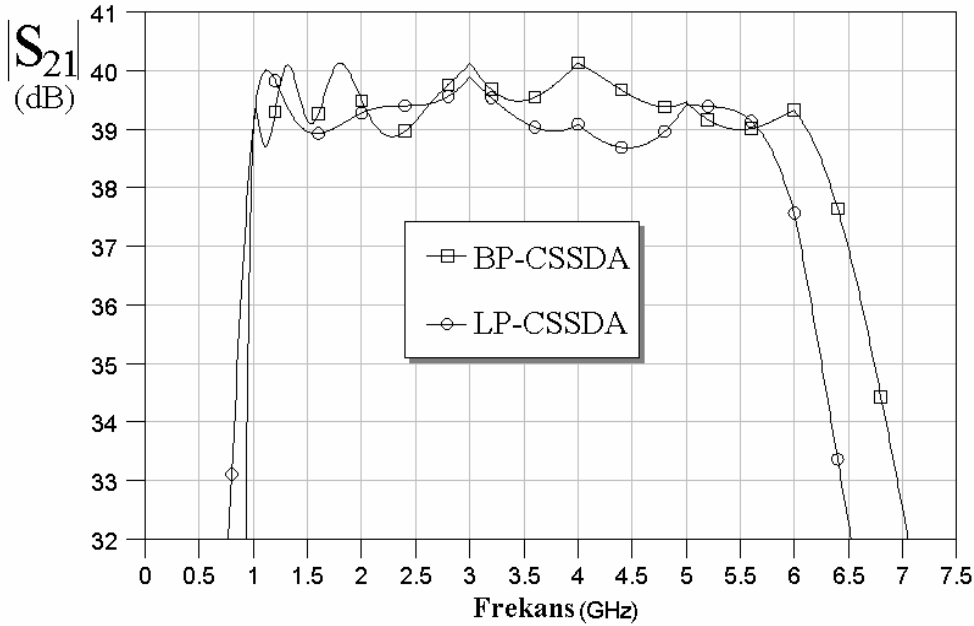
Tablodan görüldüğü gibi hem BP hem de LP yapıda maksimum endüktans değeri 30 nH'dir. Diğer taraftan BP yapıda maksimum kapasite değerleri 8.2pF iken LP yapıda 22pF'tir. ( $C_{bias}$  kapasiteleri kutuplama amacıyla kullanılıyor olup değerleri her iki yapıda aynıdır. Bu kapasiteler karşılaştırmaya dahil edilmemişlerdir.)

$S_{21}$ 'in modülü  $S_{11}$  ve  $S_{22}$ 'nin değerleri dikkate alınarak optimize edilmiştir.

BP-CSSDA'nın daha geniş bir kazanç bandı sağladığı Şekil 11'den görülmektedir. Şekil 11a'da verilen birinci durum için 1dB band genişlikleri LP ve BP-CSSDA için sırasıyla 4.5GHz ve 5.5GHz'tir. Şekil 11b'de verilen ikinci durum için ise 1dB band genişlikleri sırasıyla 4.7GHz ve 5.1GHz olarak elde edilmiştir. Sonuç olarak, bu çalışmada verilen örnekler için BP durumunda yaklaşık %10 daha fazla kazanç-frekans bandı elde edilmiştir.



a) 1. tasarım:  $f_U = 5.5\text{GHz}$ ,  $|S_{21}| = 41\text{dB}$

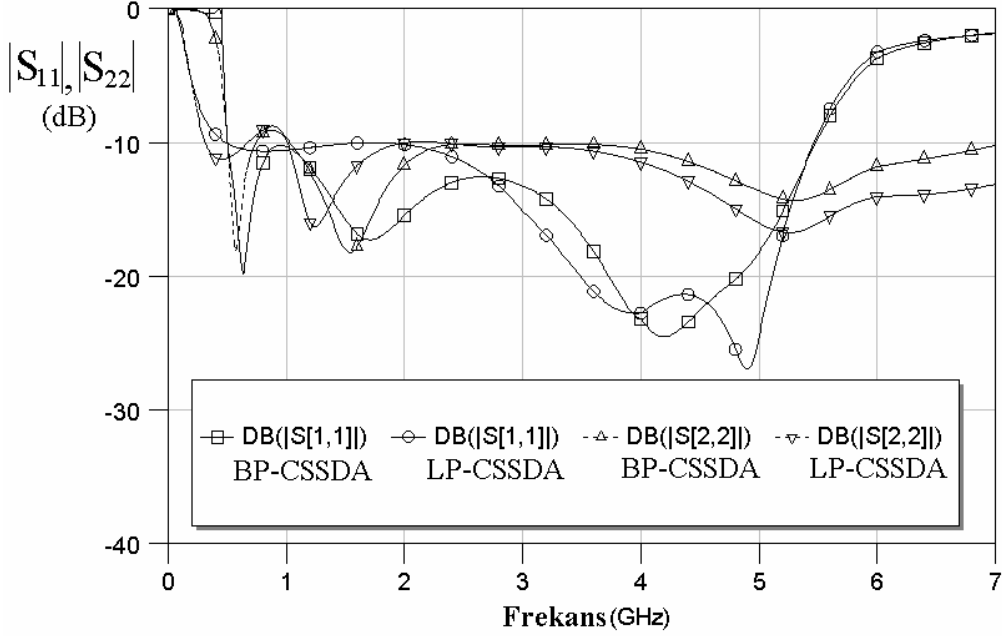


b) 2. tasarım:  $f_L = 1\text{GHz}$ ,  $|S_{21}| = 40\text{dB}$

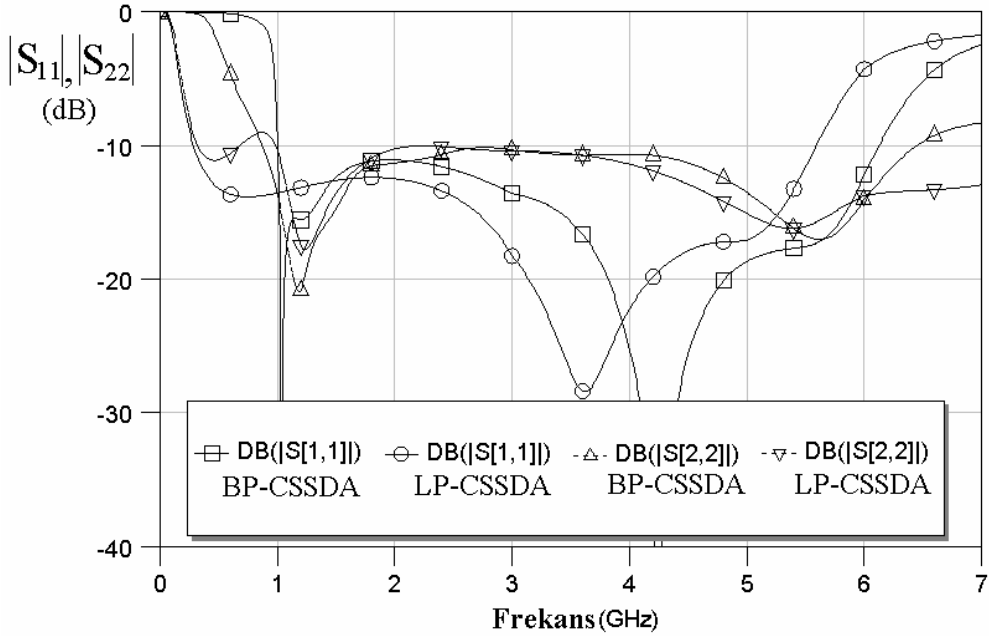
Şekil 11. Kuvvetlendiricilerin  $S_{21}$  performansları

Arahatların  $S_{11}$  ve  $S_{22}$  üzerindeki etkileri ihmal edilebilir düzeydedir. Bundan dolayı arahatlar  $S_{21}$ 'in optimizasyonu için oldukça esnekler. Giriş ve çıkış hatları sırasıyla  $S_{11}$  ve  $S_{22}$ 'yi belirler. Optimizasyon giriş hattı parametrelerini çok fazla değiştirmez. Çünkü giriş hattının band genişliği yaklaşık olarak kuvvetlendiricinin

band genişliğine eşittir. Diğer taraftan çıkış hattının band genişliği diğer hatlara göre daha fazladır. Bundan dolayı çıkış hattı elemanlarının değerleri optimizasyonlar esnasında oldukça değişebilmektedir.  $S_{11}$  ve  $S_{22}$ 'nin değerlerinin  $-10$  dB'den daha az olduğu Şekil 12'den görülmektedir.



a) 1.tasarım



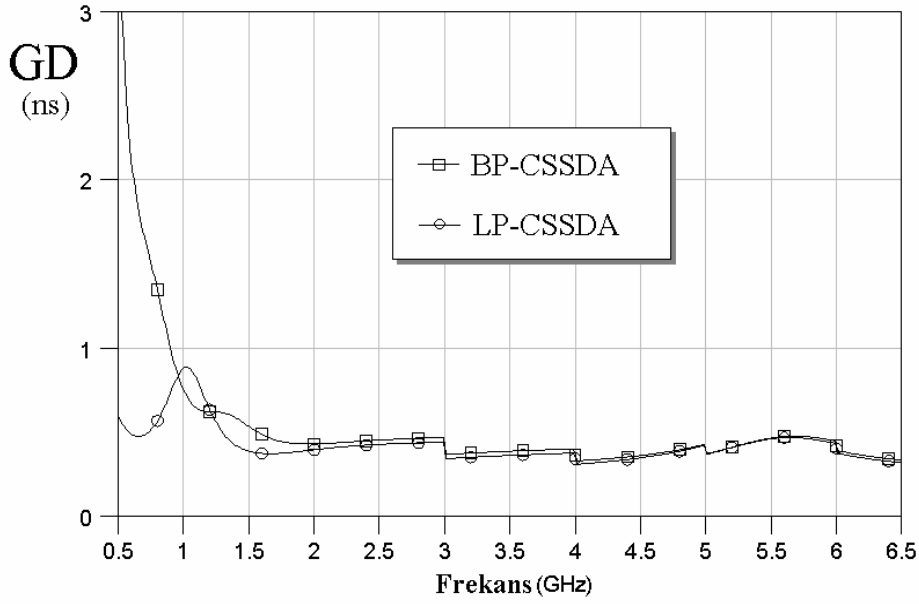
b) 2.tasarım

Şekil 12. Kuvvetlendiricilerin eşleştirme performansları

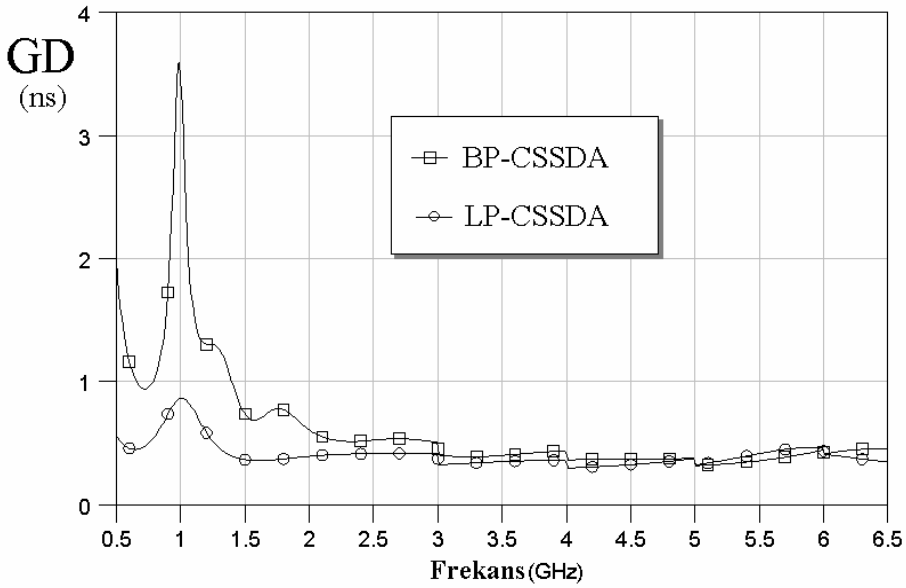
LP ve BPCSSDA'ların birinci durum için Şekil 13a'da verilen GD performansları 1GHz-5.5GHz bandı içinde birbirine çok yakındır. İkinci durum için (Şekil 13b) ise LP-CSSDA'nın GD performansı alt frekans bölgesinde BP-CSSDA'ninkinden daha iyidir. Yukarıda belirtildiği gibi BP-CSSDA'nın alt kesim frekansı arttıkça GD performansı kötüleşmektedir. Şekil 13'te verilen iki farklı tasarım bunu açıkça göstermektedir.

## Sonuç

Bu çalışmada verilen teorik analiz CSSDA'nın hatlarının band geçiren filtre yapılı olarak tasarlanması durumunda LP yapılı duruma göre daha geniş bir kazanç-frekans bandının elde edilebileceğini göstermektedir. BP-CSSDA'nın grup geçikme performansı için analitik bir inceleme bu çalışmada verilmektedir. Bu çalışmada verilen grafiksel yöntem rahat sonlandırma empedanslarının optimum değerinin belirlenmesinde kullanılabilir.



a) 1. tasarım



b) 2. tasarım

Şekil 13. Kuvvetlendiricilerin GD performansları

Optimizasyonlar sonrasında elde edilmiş olan simülasyon sonuçları BP yapılı hatların CSSDA'da kullanılmasının avantajlı olduğunu ortaya koymaktadır.

### Kaynaklar

- Ayasli, Y., Miller, S. W., Mozzi, Hannes, R. L. K., (1984). Capacitively Coupled Travelling-Wave Power Amplifier, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, **MTT-32**, pp. 1704-1709, 12.
- Banyamin, B. Y., Berwick, M., (2000). Analysis of the Performance of Four-Cascaded Single Stage Distributed Amplifiers, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, **48**, 12, pp. 2657-2663, 12.
- Beyer, J. B., Prasad, S. N., Becker, R. C., (1984). MESFET distributed amplifier guidelines, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, **MTT-32**, pp. 268-275, 3.
- Minnis, B. J., (1994). The Traveling Wave Matching Technique for Cascadable MMIC Amplifiers",

- IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, **42**, 4, pp. 690-692, 4.
- Percival, W. S., (1936), *British Patent Specification* No.460562.
- Su, K. L., (1996). *Analog Filters*. Chapman & Hall: London
- Virdee, A. S., Virdee, B. S., (1999). 2-18GHz ultra-broadband amplifier design using a cascaded reactively terminated single stage distributed concept", *Electronic Letters*, **35**, 24, pp. 2122-2123, 11.
- Virdee, A. S., Virdee, B. S., (2000). A Broadband 2 to 18 GHz Cascaded Reactively Terminated Single-Stage Distributed Amplifier, *Microwave Journal*, pp. 22-42, 9.
- Yazgi, M., Toker, A., Leblebici, D., (1999). On Distributed Amplifiers with Bandpass Filter Structure, *ELECO'99 International Conference on Electrical and Electronics Engineering*, **Electronic**, Bursa, Turkey, pp. 128-131, 12.