

## DAĞILMIŞ PARAMETRELİ KUVVETLENDİRİCİNİN BİLGİSAYAR DESTEKLİ TASARIMI

*Bahadır HİÇDURMAZ\**  
*Cengiz ÖZZAİM\*\**

**Özet:** Bu çalışmada, DC - 2.5 GHz bandgenişliğine sahip dağılmış parametrelili kuvvetlendiricinin (DPK'nın) bilgisayar destekli tasarımı sunulmaktadır. DPK'nın optimum kazanç, gürültü ve dönüş kaybı verebilmesi için Microwave Office (MWO) benzetim programı kullanılmıştır. Kuvvetlendiricinin karakterize edilmesinde devredeki aktif eleman tranzistörün saçınım parametrelerinden yararlanılmıştır. Tasarlanan devrenin benzetiminden DC - 2.476 GHz bandgenişliğinde yaklaşık olarak 16.64 dB kazanç elde edilmiştir. Ayrıca bu bandgenişliği üzerinde, gürültü figürünün 1.6 dB'den daha az, giriş dönüş kaybının -6 dB'den daha az, çıkış dönüş kaybının -8 dB'den daha az ve kararlılık faktörünün 1'den daha büyük olduğu görülmüştür.

**Anahtar Kelimeler:** Dağılmış Parametrelili Kuvvetlendirici, Genişband, Dönüş Kaybı, Saçınım Parametreleri.

### Computer Aided Design of Distributed Amplifier

**Abstract:** In this study, computer aided design of DC - 2.5 GHz distributed amplifier (DA) is presented. In order to optimize the gain, noise and return losses of distributed amplifier, Microwave Office (MWO) programme is used. For the characterization of amplifier, scattering parameters of transistor which is active device of circuits are utilized. As a result, in DC - 2.476 GHz bandwidth, about 16.64 dB gain is obtained from the simulation of designed circuit. And also, in this bandwidth, noise figure is less than 1.6 dB, input return loss is less than -6 dB, output return loss is less than -8 dB, and stability factor is greater than 1.

**Keywords:** Distributed Amplifier, Broadband, Return Loss, Scattering Parameters.

## 1. GİRİŞ

Dağılmış parametrelili kuvvetlendirici (DPK) kavramı ilk olarak 1940'larda genişband vakum tüp kuvvetlendiricisi tasarımında kullanılmıştır. Günümüzde ise bu kuvvetlendiriciler mikrodalga entegre devresi (MIC) ve aygıt işleme teknolojisindeki gelişmelerle genişband mikrodalga kuvvetlendiricileri için yeni uygulama alanları bulmuşlardır. Bu kuvvetlendiriciler sayesinde iyi giriş ve çıkış uyumuna sahip, bir dekatı aşabilen bandgenişliklerine ulaşmak mümkündür. Ancak DPK' dan çok yüksek kazanç ve çok düşük gürültü faktörü elde etmek mümkün değildir ve genellikle daha dar bir bandgenişliğinde kıyaslanabilir kazançta sahip bir yükselticiden ebat olarak daha büyüktür (Pozar, 1998).

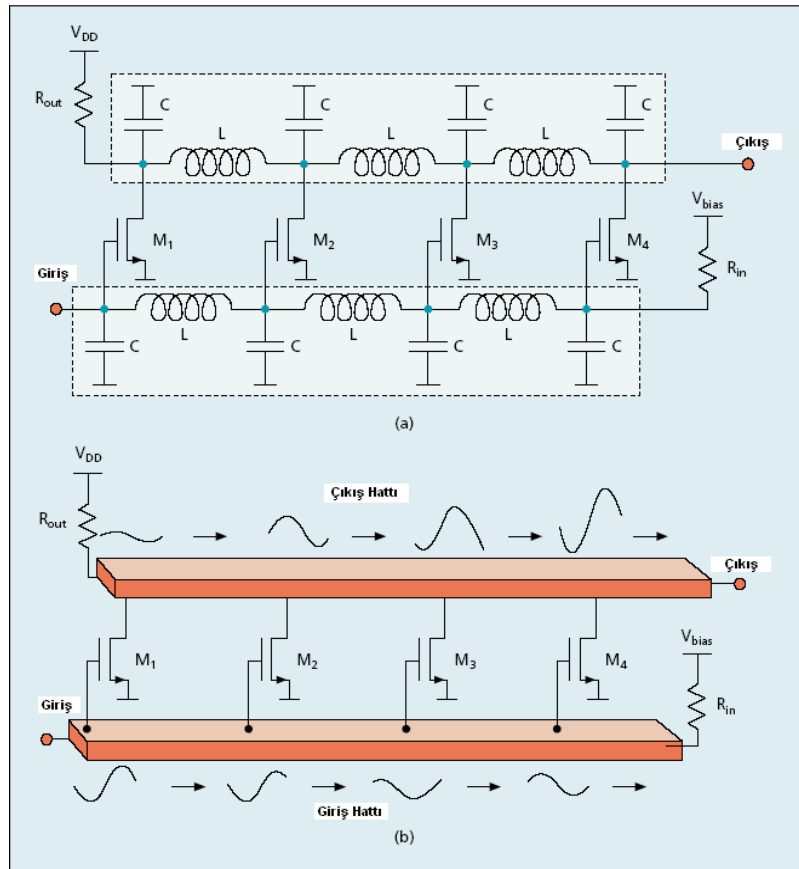
Klasik DPK, yapay hat prensipleri üzerine temellendirilmiştir. Yapay hat teorisi ilk olarak O. J. Zobel tarafından 1924 yılında formülüne edilmiştir. Aktif elemanların giriş ve çıkış kapasitelerinin yapay hatlara yedirilmesi fikri ise W. S. Percival tarafından vakum tüplü kuvvetlendiricilerle uygulamaya geçirilmiştir. Daha sonra E. L. Ginzton ve arkadaşları yaptıkları kapsamlı araştırmalarla bu devrelerin geniş kullanıma açılmasını sağlamışlardır. Bu çalışmaları teorik verileri sınavan ilk deneysel sonuçlar takip etmiştir (Yazgı, 2003).

\* Uludağ Üniversitesi, Mühendislik-Mimarlık Fakültesi, Elektronik Mühendisliği Bölümü, 16059 Görükle, Bursa.

\*\* Dumlupınar Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, 43100 Merkez Yerleşke, Kütahya.

İletişim Yazarı: B. Hiçdurmaz (bhicdurmaz@uludag.edu.tr)

Şekil 1a'da önce Percival ve ardından Ginzton tarafından önerilen DPK'nın genel yapısı görülmektedir. Buradaki devrede toplu indüktörler, tranzistörlerin giriş ve çıkış parazitik kapasitörleriyle birlikte LC merdiven alçak geçiren filtre yapılı yapay iletim hattı oluştururlar. Ancak kuvvetlendiricinin çalışması Şekil 1b'de gösterilen kuvvetlendiricinin iletim hattı tabanlı versiyonuyla daha anlaşılabilir olmaktadır. DPK burada, girişte ve çıkışta olmak üzere iki iletim hattından ve sinyale çıkış istikameti boyunca kazanç sağlayan tranzistörlerden oluşmaktadır. Devrede, giriş hattı üzerinde ilerleyen dalga (şekilde sağa doğru), her bir tranzistör tarafından yükseltilmektedir. Bu bağlamda, çıkış hattı üzerine düşen dalga, giriş hattı üzerinde ilerleyen dalga ile senkronize bir şekilde ileri yönde hareket ederek, bu dalgaya her bir tranzistörden aynı fazda güç eklenmektedir. Yansımalarından kaçınmak için, tranzistörlerin geçit (gate) hattı üzerinde ileri yönde ilerleyen dalga ile tranzistörlerin savak (drain) hattı üzerinde geri yönde ilerleyen dalga (şekilde sola doğru), sırasıyla giriş ve çıkış hatlarının karakteristik empedanslarıyla uyumlu sonlandırmalarla (sırasıyla  $R_{in}$  ve  $R_{out}$  ile) absorbe edilmektedirler (Hajimiri, 2002).



**Şekil 1:**

**a) LC merdiven filtre giriş ve çıkış hat yapılı DPK, b) İletim hat yapılı DPK**  
(Hajimiri, 2002)

Eşit karakteristik empedanslı giriş ve çıkış hatları için DPK' nın kazancı yaklaşık olarak,

$$A_v = n/2 \cdot g_m \cdot Z_0 \cdot L \quad (1)$$

ifadesi ile verilir. Bu eşitlikte  $n$  tranzistör sayısını,  $g_m$  her bir tranzistörün transkonduktansını,  $Z_0$  giriş ve çıkış hatlarının karakteristik empedanslarını ve  $L$  ise efektif iletim hatlarının uçtan uca kaybını ifade etmektedir (Hajimiri, 2002).

Görüldüğü gibi kaybın olmaması durumunda, kazanç, ekstra tranzistörler eklenerek, bandgenişliğinde herhangi bir azalma olmaksızın artırılabilir ve böylece kazanç-bandgenişliği çarpımı sınırsızca geliştirilebilir (Hajimiri, 2002).

Daha önce yapılmış aynı yükseltici topolojisindeki çalışmalardan 2-20 GHz bandgenişliğinde 30 dB kazanç, 2-18 GHz bandgenişliğinde 6.3 dB±0.5 dB kazanç, 2-18 GHz bandgenişliğinde 6 dB±1 dB kazanç, 2-20 GHz bandgenişliğinde yaklaşık 24 dB kazanç, 5-60 GHz bandgenişliğinde 12 dB±1 dB kazanç elde edilmiştir. Fakat buradaki performans farklılıkları kullanılan tranzistörlerin değişik türde oluşları ve devrelerdeki basamak sayılarının farklı olmasından kaynaklanmaktadır (Sanlı, 1994).

DPK'larda kullanılacak aktif elemanın özellikleri çok önemlidir. Dolayısıyla, DPK'nın performansını iyileştirmeye yönelik çalışmaların önemli bir kısmı kullanılacak aktif elemanlar üzerine olmuştur. Bu amaçla GaAs MESFET'le beraber HEMT, HBT ve HFET gibi elemanlar da DPK gerçekleştirilmede kullanılmıştır. Bu elemanların kullanıldığı DPK devreleriyle 200 GHz'e yakın üst kesim frekansları elde edilmiştir. Bu elemanların yanında MOSFET'in de kullanıldığı çalışmalar ilk yıllarda olduğu gibi bugün de vardır. Bu elemanın getirdiği en önemli avantaj maliyetinin düşüklüğüdür. Fakat bu elemanla, günümüz koşullarında, 5 GHz'i aşan üst kesim frekansları elde etmek zordur (Pozar, 1998).

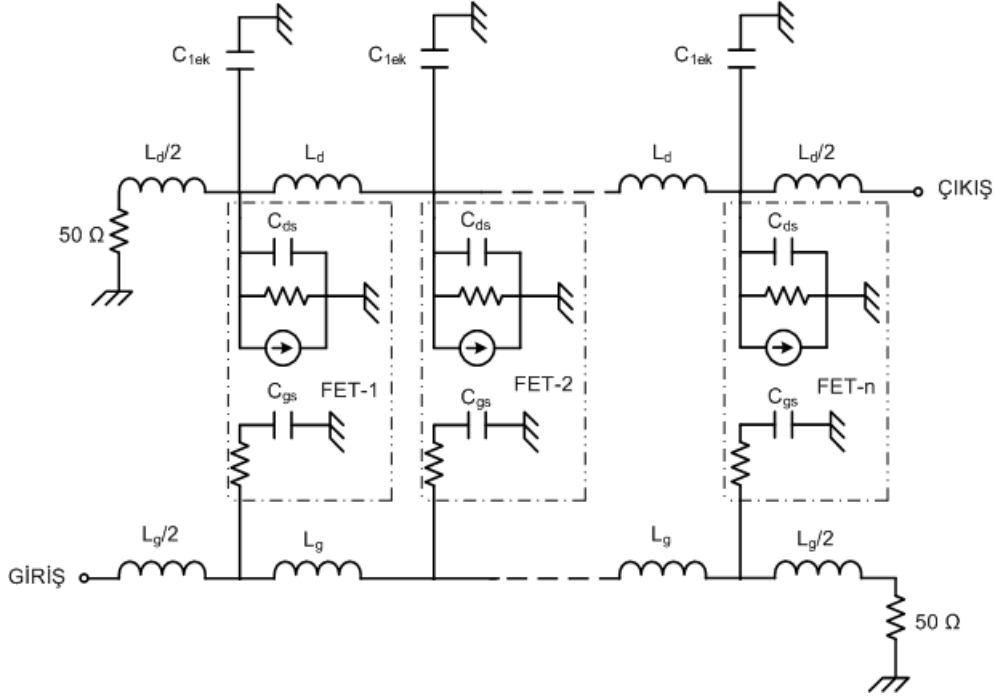
DPK'ların gürültü ve distorsiyon performansları kullanılacakları yerlere bağlı olarak çok önemli olabilmektedir. Özellikle gürültü üzerine ayrıntılı çalışmalar yapıldığı söylenebilir. Diğer taraftan distorsiyon üzerine yapılmış çalışmalar daha düşük düzeyde kalmıştır. Çünkü nonlinear analizin zorluğu distorsiyon alanında yapılan çalışmaların yüzeysel olmasına neden olmuştur (Pozar, 1998).

Günümüze bakıldığında DPK'nın sahip olduğu avantajlar, düzgün genişbandlı kuvvetlendirme ile birlikte bu genişband içinde iyi giriş ve çıkış uyumlandırma performansı, kompakt bir yapı, frekans ile oldukça lineer değişen faz cevabı, dolayısıyla yaklaşık sabit grup gecikmesi ve üretim parametrelerine düşük oranda bağlılık olarak verilebilir. Bu özelliklerin yanında yerine göre daha düşük gürültü ve distorsiyon da sergileyebilmektedirler. Bütün bu özellikler DPK'nın bir çok uygulama alanı bulmasını sağlamaktadır. Ayrıca, DPK genişbandlı kuvvetlendirmenin çok önemli olduğu optik sistemlerde tercih edilen bir kuvvetlendirici yapısı olarak da karşımıza çıkmaktadır. Diğer taraftan DPK yapısı filtre, balun ve osilatör devrelerinde de kullanılmaktadır (Pozar, 1998).

Bu çalışmada, DPK topolojisindeki bir devrenin arzu edilen performans parametreleri (bandgenişliği, kazanç, gürültü faktörü v.b.) için Microwave Office (MWO) programı ile optimum devre eleman değerleri elde edilmiş ve sonra bu eleman değerlerinden oluşan devrenin benzetimi yapılarak performans parametreleri değerlendirilmiştir.

## 1.2. Dağılmış Parametrelili Kuvvetlendirici Teorisi

Şekil 2'de bir DPK'nın temel topolojisi görülmektedir. DPK burada, birkaç adet alan etkili tranzistörden (FET'ten) ve iki yapay iletim hattı yapısından oluşmaktadır. İlk iletim hattı giriş hattına (geçit hattı), ikinci iletim hattı ise çıkış hattına (savak hattı) bağlıdır ve her bir hat uyumlu bir yük ile sonlandırılmıştır. Bunlarla beraber aktif elemanların çıkış hattında oluşturdukları işaretlerin yükte toplanabilmesi için giriş ve çıkış hatlarının gecikmelerinin aynı olması gerekir. Bunu sağlamak için tranzistörlerin çıkışlarına ek kapasite ( $C_{1ek}$ ) bağlanır. Böylece tranzistörlerin çıkış kapasiteleri giriş kapasitelerine eşitlenerek giriş ve çıkış hatlarının aynı olması sağlanır (Sweet, 1990).



**Şekil 2:**  
DPK'nın temel topolojisi (Sweet, 1990)

Geçit hattının şönt kapasitörleri FET'lerin geçit kapasitansı ( $C_{gs}$ ) ile sağlanırken, savak hattının şönt kapasitörleri ise FET'lerin savak kapasitansları ( $C_{ds}$ ) ve ilave  $C_{1ek}$  kapasitörü tarafından sağlanmaktadır.

Bu durumda geçit hattı ve savak hattının karakteristik empedansı,

$$Z_0 = \sqrt{L_g / C_{gs}} = \sqrt{L_d / (C_{ds} + C_{1ek})} \quad (2)$$

şeklinde olacaktır. Burada  $L_g$  ve  $L_d$  sırasıyla geçit ve savak hattının her bir bölmedeki indüktanslarını ifade etmektedir.

Bir DPK'da, FET'lerden birinin geçitine verilen gerilim, savak hattında akım meydana getiren FET'lerin transkondüktansı ile yükseltilir. Yararlı kazanç üretmek için bu savak akımları yükselticinin çıkışına doğru savak hattı boyunca ilerleyen sinyali aynı fazda eklemesi önemlidir. Bu yüzden savak hattındaki FET'ler arası faz farkı geçit hattındaki FET'ler arası faz farkı ile tam olarak aynı olmalıdır. Yapay iletim hattının tek bir bölümündeki faz farkı,

geçit hattında;

$$\phi_g = 2\pi f \tau_g \quad (3)$$

savak hattında;

$$\phi_d = 2\pi f \tau_d \quad (4)$$

olarak verilir. Burada  $\tau_g$  her bir bölmedeki geçit hattı zaman gecikmesini,  $\tau_d$  ise her bir bölmedeki savak hattı zaman gecikmesini ifade etmektedir.

Tüm frekanslarda bütün FET akımlarının yapıcı olmasını kesinleştirecek şart,

$$\phi_g = \phi_d \quad (5)$$

ya da

$$\tau_g = \tau_d \quad (6)$$

olmalıdır. Şu aşamada herhangi iletim hattı için her bir bölümdeki gecikme  $\sqrt{LC}$  'ye eşittir. Böylece (6) nolu ifade aşağıdaki şekilde,

$$\sqrt{L_g C_{gs}} = \sqrt{L_d (C_{ds} + C_1)} \quad (7)$$

olarak yeniden yazılır.

Gerçekçi bir yükseltici için (2) eşitliğindeki empedans durumlarıyla, (7) eşitliğindeki faz durumları aynı zamanda sağlanmalıdır. Bu durumda (2) ve (7) eşitliklerinin beraber çözümünden,

$$L_g = L_d = L \quad (8)$$

ve

$$C_{gs} = C_{ds} + C_{1ek} \quad (9)$$

ya da

$$C_{1ek} = C_{gs} - C_{ds} \quad (10)$$

elde edilecektir. Ayrıca eğer yükseltici 50  $\Omega$  'luk bir sistemde çalışacaksa, (2) eşitliğini kullanarak

$$Z_0 = 50 = \sqrt{L / C_{gs}} \quad (11)$$

ya da

$$L = 50^2 C_{gs} \quad (12)$$

olacaktır.

Bandgenişliği, DC'den geçit ve savak yapay hatların kesim frekansından biraz daha düşük bir frekansta olacaktır. Kesim frekansı,

$$f_c = \frac{1}{\pi Z_0 C_{gs}} \quad (13)$$

ile verilir.

Bir DPK'nın kazancı kayıpların ihmal edildiği durumda,

$$G = V_{out} / V_{in} = \frac{ng_m V_i Z_0 / 2}{V_i} \quad (14)$$

ya da desibel olarak,

$$G(dB) = 20 \log_{10} \left( \frac{nZ_0 g_m}{2} \right) \quad (15)$$

olarak hesaplanır. Burada  $n$ , bölüm sayısını (FET sayısı ile aynı),  $Z_0$ , giriş ve çıkış karakteristik empedansını ( $50 \Omega$ ),  $g_m$ , her bir FET'in transkonduktansını ifade etmektedir.

(13) ve (14) nolu ifadelerin çarpımı bir DPK'nın maksimum kazanç-bandgenişliği (GBW) sonucunu verecektir. O halde,

$$GBW = \left( \frac{1}{\pi Z_0 C_{gs}} \right) \left( \frac{nZ_0 g_m}{2} \right) = \frac{ng_m}{2\pi C_{gs}} \quad (16)$$

olur. Her bir FET'in kesim frekansı  $f_t = \frac{g_m}{2\pi C_{gs}}$  olduğundan dolayı maksimum kazanç-bandgenişliği,

$$GBW = nf_t \quad (17)$$

olacaktır. Buradan anlaşılmaktadır ki maksimum kazanç-bandgenişliği her bir FET'in kesim frekansının FET sayısına çarpımına eşittir (Sweet, 1990).

Yukarıda bahsedilen DPK, toplu elemanlar kullanmakta iken, pratikte indüktörler, mikroşerit hat kullanılarak gerçekleştirilmektedir.

## 2. DAĞILMIŞ PARAMETRELİ KUVVETLENDİRİCİNİN BİLGİSAYAR DESTEKLİ TASARIMI

Bu çalışmada, klasik bir DPK, MWO programıyla tasarlanıp analizi gerçekleştirilmiştir. Devrenin benzetimi, devredeki aktif eleman tranzistörün saçınım parametreleri (S-parametreleri) kullanılarak yapılmıştır. Tasarım olarak alışıldık mikroşerit iletim hatlı DPK topolojisi seçilmiştir. Devrenin önceden belirlenen bandgenişliği, kazanç, gürültü ve dönüş kaybı gibi değerlerini elde etmek için, devrede kullanılan elemanlara programda ayarlama (tuning) yapılmış ve bu eleman değerleri optimum şekilde belirlenmiştir.

### 2.1. Tasarımı Yapılacak Olan Devrenin Özellikleri

Tasarlanacak olan devrede istenen performans özellikleri Tablo 1'de verilmiştir.

**Tablo 1. DPK'nın İstenen Performans Özellikleri**

Giriş ve çıkış dönüş kaybı değerleri (sırasıyla $S_{11}$ ve $S_{22}$ )	DC - 2.5 GHz bandında -10dB'den daha az
Kazanç ( $S_{21}$ ya da $G_T$ )	DC - 2.5 GHz bandında en düşük 13 dB
Bandgenişliği	DC - 2.5 GHz
Gürültü Figürü (NF)	2 dB'den az
Kutuplama	$V_{DS}=2$ V, $I_D=10$ mA

Devrenin analizi yukarıda belirtilen özelliklere göre MWO programıyla yapılacaktır.

## 2.2. Tranzistör Seçimi

Yükseltici tasarımında FET'in seçimi önemli bir yer tutmaktadır. Çünkü tranzistörler, tasarım için öneme sahip kazanç ve gürültü faktörü öğelerinde farklılıklar göstermektedirler. Tablo 2'de çeşitli mikrodalga tranzistörlerin kazanç ve gürültü figürlerinin kıyaslaması yapılmıştır.

**Tablo 2. Bazı mikrodalga tranzistörlerin kazanç ve gürültü figürlerinin kıyaslanması (Hajimiri, 2002)**

Frekans (GHz)	GaAs FET		GaAs HEMT		Bipolar Silikon		GaAs HBT	
	Kazanç (dB)	Minimum Gürültü Figürü ( $NF_{min}$ ) (dB)	Kazanç (dB)	Minimum Gürültü Figürü ( $NF_{min}$ ) (dB)	Kazanç (dB)	Minimum Gürültü Figürü ( $NF_{min}$ ) (dB)	Kazanç (dB)	Minimum Gürültü Figürü ( $NF_{min}$ ) (dB)
4	20	0.5	—	—	15	2.5	—	—
8	16	0.7	—	—	9	4.5	—	—
12	12	1.0	22	0.5	6	8.0	20	4.0
18	8	1.2	16	0.9	—	—	16	—
36	—	—	12	1.7	—	—	10	—
60	—	—	8	2.6	—	—	7	—

Tasarım için belirlediğimiz devre özelliklerine göre kullanacağımız tranzistör NE34018 Gallium Arsenide HJ-FET olarak seçilmiştir. Seçilen tranzistörün katalog bilgileri Tablo 3'teki gibidir.

**Tablo 3. NE34018'in önemli katalog değerleri (<http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/nec/NE34018-T1.pdf>)**

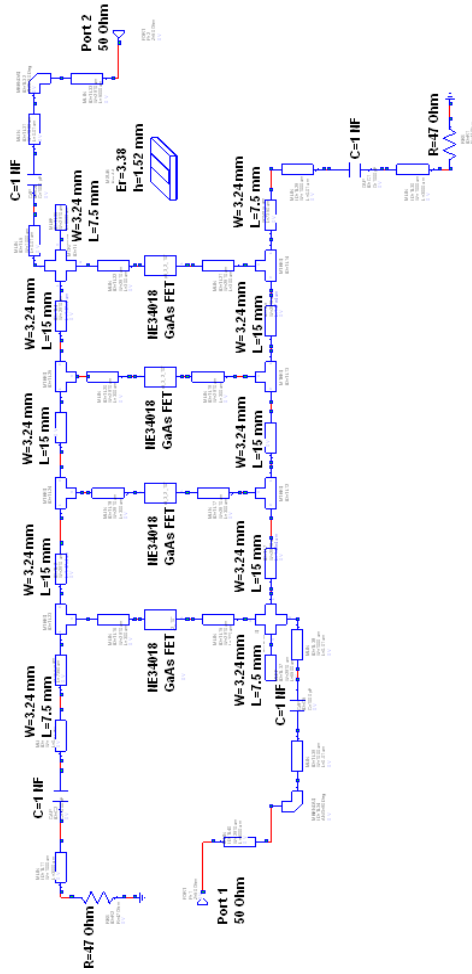
Geçit (Gate) Uzunluğu ( $\mu$ m)	Geçit (Gate) Genişliği ( $\mu$ m)	Önerilen Frekans Aralığı (GHz)	Test Frekansı (GHz)	Optimum Gürültü Figürü ( $NF_{OPT}$ ) (dB)	Kazanç ( $G_A$ ) (dB)	Güç Kutuplaması (Power Bias)		1 dB Kompresyon Noktası ( $P_{1dB}$ ) (dBm)	Çip Tanımı
						$V_{DS}$ (V)	$I_{DS}$ (mA)		
0.6	400	0.1 - 6	2	0.6	16	3	30	16	SMD

Buradan NE34018 tranzistörünün büyük bir frekans bandı için potansiyel kararsız olduğu anlaşılmaktadır. Bu yüzden, bu tranzistör için kararlılık dikkat edilmesi gereken bir konudur. Ancak DPK'nın doğal yapısından ötürü bu dezavantaj sorun olmaktan çıkmaktadır.

Tasarlanan DPK kuvvetlendiricisinin karakterize edilebilmesi için aktif eleman NE34018 tranzistörünün, belirlenen kutuplama noktasındaki S-parametre ve NF değerleri (<http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/nec/NE34018-T1.pdf>)'deki entegre malzeme (data sheet) bilgilerinde mevcuttur. Bu veriler MWO programında tranzistör bilgisi olarak girilmektedir.

### 2.3. Microwave Office Programıyla Optimizasyonu Yapılmış DPK Devresi

MWO programı kullanılarak istenen kriterler ışığında elde edilen optimum parametrelili devre şematiği Şekil 3'te verilmiştir.

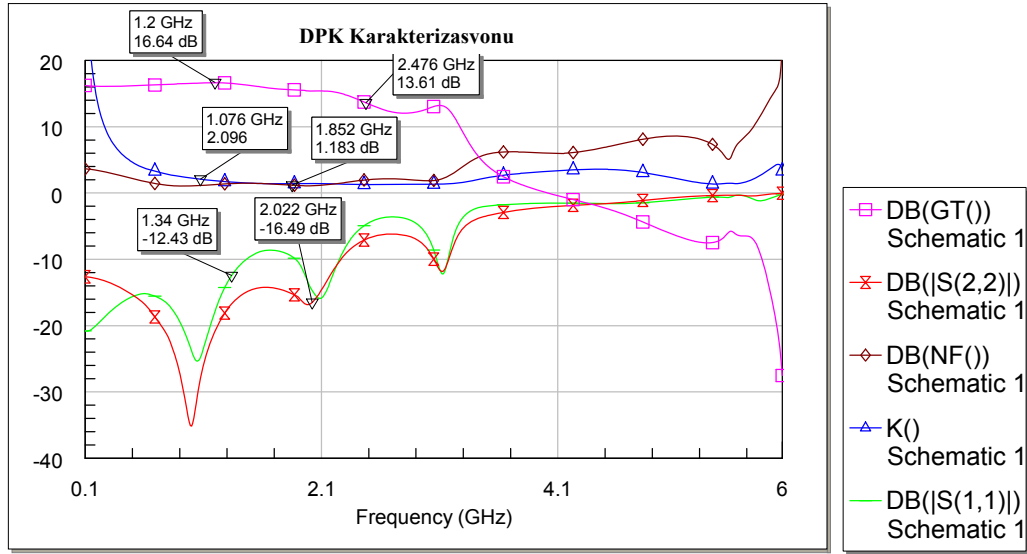


**Şekil 3:**  
*Optimize edilmiş DPK Devresi Şematiği*

Bu devrede performans iyileştirilmesi için ayarlaması yapılan değerler sadece mikroşerit hatların uzunluğudur. Çünkü hattın genişliği, 50  $\Omega$ 'luk karakteristik empedansa sahip olacak şekilde, seçilen PCB substratın değerleri ışığında hesaplanarak sisteme direkt olarak girilmiştir.



Buna göre elde edilen benzetim sonuçları Şekil 4'te gösterildiği gibidir.



**Şekil 4:**  
DPK'nın benzetim karakterizasyonu

### 3. SONUÇLAR

Elde edilen benzetim sonuçlarına göre DPK bandgenişliğinin DC - 2.476 GHz, kazancın ( $S_{21}$  ya da  $G_T$ 'nin) ise maksimum 16.64 dB olduğu görülmektedir. Ayrıca bu bandgenişliğinde, gürültü figürü (NF) 1.6 dB'den az, giriş dönüş kaybı ( $S_{11}$ ) -6 dB'den az, çıkış dönüş kaybı ( $S_{22}$ ) -8 dB'den az ve K kararlılık faktörü 1'den büyük olarak elde edilmiştir. K değerinin 1'den büyük çıkmış olması devremizin kararlı olduğunun bir göstergesidir.  $S_{11}$ 'in bu band aralığında -10 dB'den küçük olması düşünülmekteydi. Ancak bu değer dar bir band aralığı için -6 dB seviyesine çıktığı ama genele bakıldığında -10 dB'den küçük olduğu açıktır. Bu durum performans açısından görmemezlikten gelinebilir. Ayrıca DC-500 MHz arasında NF değerinin 3 dB civarına çıktığı görülmektedir. Bunun sebebi tranzistörün kataloğunda verilen NF değerlerinin 500 MHz'in altındaki değerler için verilmemiş olmasından kaynaklanmaktadır. Böylece benzetim programı 500 MHz'in altındaki gürültü faktörü değerlerine tahmini değer atamaktadır.

Sonuç olarak günümüzde en etkili genişband kuvvetlendiricilerinden olan dağılmış parametrelili kuvvetlendirici istenilen kriterlere uygun olarak bilgisayar destekli tasarlanmıştır. Bundan sonraki aşama tasarlanan devrenin gerçekleşmesi olacaktır.

### KAYNAKLAR

1. Hajimiri, A. (2002). Distributed integrated circuits: an alternative approach to high-frequency design, *IEEE Communications Magazine*, February 2002.
2. <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/nec/NE34018-T1.pdf>. NEC-NE34018 entegresi katalog bilgileri (erişim tarihi: Şubat 2012).
3. Pozar, D.M., (1998). *Microwave Engineering*, John Wiley&Sons, Inc.

4. Sanlı, E. (1994). *2-18 GHz MMIC Distributed Amplifiers*, Master Thesis, Bilkent University.
5. Sweet, A. (1990). *MIC & MMIC Amplifier and Oscillator Circuit Design*, Artech House, Boston, London.
6. Yazgı, M. (2003). *Dağılım Parametrelili Kuvvetlendiricilerin Kazanç-Bant Genişliği Performansının İyileştirilmesi*, Doktora Tezi, İTÜ.

Makale 15.03.2012 tarihinde alınmış, 30.03.2012 tarihinde düzeltilmiş, 03.04.2012 tarihinde kabul edilmiştir.