

**UHF GÜÇ KUVVETLENDİRİCİSİ TASARIMI
VE GERÇEKLENİMİ**

ELİF PINAR KESİK

Bölüm: Elektronik Mühendisliği

Üniversite: İstanbul Teknik Üniversitesi

Proje Yöneticisi:

Öğr. Gör. Dr. H. Bülent YAĞCI

1. GİRİŞ

Bu projede iki katlı 500MHz ile 700MHz arasında çalışan UHF güç kuvvetlendiricisi tasarlanmıştır. Bir güç kuvvetlendiricisinin temel amacı girişine gelen sinyalin gücünü artırarak çıkışına iletmektir. Bu proje de güç kazancının 20-25dB arasında olması hedeflenmiştir. Ayrıca 500MHz-700MHz çalışma bandında kuvvetlendiricinin olabildiğince doğrusal ve kararlı bir çalışma göstermesi amaçlanmıştır. Bunların yanında tasarlanan kuvvetlendiricinin distorsiyonunun mümkün olduğunca düşük olması için kutuplama devreleri A sınıfı çalışmaya göre tasarlanmıştır.

20-25dB güç kazancı için iki katlı bir tasarım yapılmıştır. Tasarım sırasında öncelikle ilk katta ve son katta hangi transistörlerin kullanılacağına karar verilip, seçilen transistörler üretici firmaları tarafından verilen S parametreleri ile AWR Design Environment (AWRDE) programında modellenmiştir. Daha sonra aynı programda transistörlerin kararlılıklarına bakılıp giriş, ara kat ve çıkış uydurum devreleri mikroşerit hatlarla tasarlanmıştır. Mikroşerit hat fotolitografik süreçle üretilir ve diğer pasif ve aktif devre elemanlarıyla kolayca bütünleştirilebilir. Ayrıca daha az sayıda devre elemanı kullanımı sağlar. Mikroşerit hatların sadece boyutları değiştirilerek istenilen amaç doğrultusunda uyumlama yapılabilmesi de mikroşerit devreleri avantajlı kılmaktadır. Bu nedenlerle bu çalışmada da empedans uydurumları mikroşerit hatlarla yapılmıştır. Kullanılan FR4 tabanın taban kalınlığı 1.6mm, bakır kalınlığı 35um, dielektrik sabiti 4.4, kayıp tanjantı 0.02 civarındadır. AWRDE programında yapılan benzetimler yardımıyla devrenin S parametrelerine ve kazanç değerlerine bakılıp eğer gerek varsa uyumlama işlemleri yapılmıştır. İstenilen özellikler elde edildikten sonra devre baskıya yollanmıştır. Baskıdan gelen devreye gereken direnç, transistör, DC yalıtım kapasiteleri vs elemanlar lehimlenmiştir. Tüm bu işlemler bittikten sonra devrenin S parametrelerine network analizörle ölçülmüş ve çıkış gücüne de spektrum analizörle bakılmıştır.

2. UHF GÜÇ KUVVETLENDİRİCİSİ TASARIM HUSULARI

Bir tasarımcı yukarıda bahsedilen çeşitli güç kuvvetlendiricisi sınıflarından birini yaptığı uygulamanın gereksinimlerine göre seçer. A, AB ve B sınıfı güç kuvvetlendiricileri genlik modülasyonu, tek yan bant modülasyonu gibi doğrusal uygulamalar için kullanılırlar. Ayrıca çoklu taşıyıcılı güç kuvvetlendiricileri gibi doğrusal ve geniş bantlı uygulamalarda da kullanılabilirler. C, D, E, F, G ve H güç kuvvetlendiricileri frekans modülasyonlu işaretlerin kuvvetlendirilmesi gibi dar bantta akortlu yüksek verimli uygulamalarda kullanılırlar.

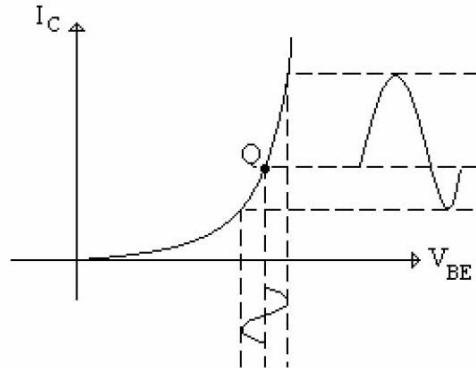
Bu projede distorsiyonun az olması için A sınıfı kutuplama yapılmıştır.

2.1 A Sınıfı Çalışma

A sınıfı çalışmada, giriş işaretinin iki yarı periyodu da kuvvetlendirilerek yüke güç aktarımı yapılır. Bu nedenle giriş işareti akımının akış açısı 360° 'dir. Bu da yükün uçlarında oluşan deşimin giriş işaretine çok büyük oranda benzemesine neden olur. Ancak devrede kullanılan aktif elemanların gerilim-akım eğrileri doğrusal olmadığından çıkış işaretinde distorsiyon adı verilen bozulma meydana gelir. A sınıfı çalışmada bu bozulma diğer çalışma sınıflarına oranla çok küçüktür [1].

Yüke aktarılan işaretin maksimum genlikli olabilmesi için çalışma noktası simetrik kırılmayı sağlayacak şekilde seçilmelidir. A sınıfı güç kuvvetlendiricisinde kullanılan BJT'den sükunet halinde de bir akım aktığı için işaret olmasa da güç harcanır. Bu olay distorsiyonu önemli ölçüde azaltırken, verimi düşürür [1]. Bu nedenle verimin çok önemli olmadığı küçük işaret lineer kuvvetlendiricisi gibi tasarımlar kuvvetlendiriciler A sınıfında çalışacak şekilde yapılır.

Aşağıda şekilde A sınıfında çalışan bir kuvvetlendirici için örnek bir giriş çıkış işareti gösterilmektedir.



Şekil : A sınıfı çalışma

Bir tasarımcı güç kuvvetlendiricisi tasarımı sırasında aşağıda bahsedilen bir kuvvetlendiricinin temel özelliklerine dikkat eder:

- Çıkış gücü: Bir güç kuvvetlendiricisi çıkışındaki RF(radyo frekansı) enerjisi miktarıdır.
- Güç kazancı: Temel frekansta bir güç kuvvetlendiricisinin çıkışındaki gücün girişindeki güce oranıdır. Ortalama güç kazancı, dönüştürücü, elde edilebilir güç kazancı ve güç kazancı olmak üzere üç önemli güç kazancı tanımı vardır.
- Verim: DC gücün RF güce çevrilen miktarıdır.
- Kararlılık: Güç kuvvetlendiricisinin çalışma süresince osilasyona girmemesidir. Koşullu ve koşulsuz olmak üzere iki çeşit kararlılık tanımı vardır.
- Doğrusallık: Bir güç kuvvetlendiricisinin çıkışındaki gücün girişindeki gücün artmasıyla orantılı olarak artış göstermesidir. Güç kuvvetlendiricilerinde doğrusallık için 1dB bastırma noktası, giriş/çıkış üçüncü dereceden kesişim noktaları ve intermodülasyon distorsiyonu parametrelerine bakılır.

Tasarlanana bir güç kuvvetlendiricisi eğer tek bir frekans için değil de bir çalışma bandı için tasarlanmışsa doğrusallık önemli bir parametredir. Giriş/çıkış üçüncü dereceden kesişim noktaları genelde 1dB bastırma noktasının yaklaşık olarak 10dB altında olduğu için doğrusallığa bakılırken 1dB bastırma noktasını bulmak daha uygun olacaktır. Bir kuvvetlendiricinin giriş gücü artırıldıkça çıkış gücünün de ona bağlı olarak artması beklenir. Ancak belli bir giriş gücünden sonra çıkış artmaz ve sabit kalır. Bu giriş ($P_{i,1dB}$) ya da çıkış gücüne ($P_{o,1dB}$) 1dB bastırma noktası denir. Bu projede güç kuvvetlendiricisi tasarlanırken, kuvvetlendiricide kullanılan transistörlerin S parametreleri kullanılarak tasarım yapılmıştır. Aşağıda S parametreleri kullanılarak bir transistörün nasıl modellendiği, güç kuvvetlendiricisi kazanç ve kararlılık ifadelerinin S parametreleri cinsinden nasıl olduğu verilmektedir:

2.2. Bipolar Transistor S Parametreleri

Bipolar transistörün (BJT) S parametreleri o transistörün eş değer devresinden elde edilebileceği gibi direkt vektör network analizörle ölçüm yapılarak ta elde edilebilir. Genelde, güç kuvvetlendiricilerinde kullanılan RF transistörlerin S parametreleri, üretici tarafından o transistörün veri sayfasında ayrıntılı bir şekilde verilir. S parametrelerinin genlik ve faz açısı frekansa bağlı olarak değişim gösterir. Aşağıdaki tabloda bir BJT için örnek S parametreleri verilmiştir:

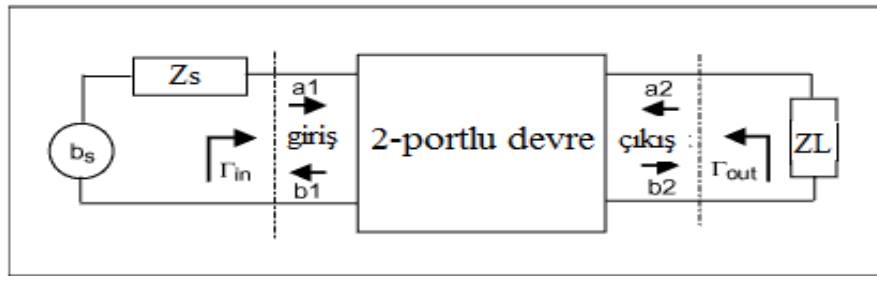
Tablo: BJT için örnek S parametreleri

f [MHz]	S11	∠S11	S21	∠S21	S12	∠S12	S22	∠S22
300	0.80	-89°	2.86	99°	0.03	-56°	0.76	-41°
400	0.17	-116°	2.60	76°	0.03	-57°	0.73	-54°
500	0.66	-142°	2.39	54°	0.03	-62°	0.72	-68°

Yukarıdaki tabloda verilen S11, S21, S12 ve S22 parametreleri iki portlu bir eleman için geçerli olan S parametreleridir. BJT de portlardan biri giriş diğeri çıkış olarak düşünüldüğünde iki portlu bir elemandır, dolayısıyla bir BJT'yi S parametreleri kullanılarak modellemek olasıdır.

S parametreleri, akım ve güç değerleri yerine, gelen ve giden dalga değerlerini kullanması nedeniyle özellikle mikrodalga devrelerinde kullanılmaktadır. Çok yüksek frekanslarda (UHF) akım ve güç değerlerini doğrudan ölçmek oldukça zordur. Örneğin Z parametreleri için açık devre modeline ihtiyaç vardır, ancak yüksek frekanslarda radyasyon ve parazitik kapasiteler nedeniyle ideal bir açık devre elde etmek çok zordur. Aynı şekilde Y parametreleri için kısa devre modeline ihtiyaç vardır, ancak yüksek frekanslardaki sonlu değerli endüktanslar nedeniyle ideal bir kısa devre elde etmek neredeyse imkansızdır. Dolayısıyla UHF bandı ve daha da yüksek frekanslar için yapılan tasarımlarda akım ve güç değerleri kullanılarak elde edilen Z ve Y parametreleri yerine ölçümü daha kolay olan S parametreleri kullanılır.

İki portlu bir devre, şekilde olduğu gibi bir iletim hattına yerleştirilip bu hattın karakteristik empedansına eşdeğer bir yük ile sonlandırılarak, S parametreleri hesaplanabilir.



Şekil : İki portlu bir devrenin blok şeması

Böyle bir devrenin S parametreleri S_{11} , S_{22} , S_{12} ve S_{21} kısaca aşağıda tanımlanmıştır:

- S_{11} : Çıkış portu hattın karakteristik empedansına eşdeğer bir empedansla sonlandırıldığında girişteki yansımaya katsayısı
- S_{22} : Giriş portu hattın karakteristik empedansına eşdeğer bir empedansla sonlandırıldığında çıkıştaki yansımaya katsayısı
- S_{12} : Giriş portu hattın karakteristik empedansına eşdeğer bir empedansla sonlandırıldığı durumda 2. porttan 1. porta olan geri iletim kazancı
- S_{21} : Çıkış portu hattın karakteristik empedansına eşdeğer bir empedansla sonlandırıldığı durumda 1. porttan 2. porta olan ileri iletim kazancı

2.3. İki Portlu Güç Kuvvetlendiricisi Kazanç İfadeleri

İki portlu bir güç kuvvetlendirici devresi için kazanç ifadeleri transistörün S parametreleri kullanılarak elde edilebilir. İki portlu devrenin S parametreleri ve yansımaya katsayıları Γ_S ve Γ_L kullanılarak aşağıdaki güç ifadeleri elde edilir.

- Güç kazancı: Yüke (Z_L) aktarılan gücün 2-portlu devrenin girişine verilen güce oranıdır. Bu kazanç Z_S 'ten bağımsızdır. Güç kazancı G ile gösterilir ve aşağıdaki formülle hesaplanır.

$$G = \frac{P_L}{P_{in}} = \frac{1}{1-|\Gamma_{in}|^2} * |S_{21}|^2 * \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}*\Gamma_L|^2}$$

- Elde edilebilir güç kazancı: 2-portlu devreden elde edilebilir gücün kaynaktan elde edilebilecek güce oranıdır. Bu tanım girişte ve çıkışta eşlenik uyudurum olduğunu varsayar. Bu kazanç Z_S 'e bağlıdır, ancak Z_L 'ye bağlı değildir. Elde edilebilir güç kazancı G_A ile gösterilir ve aşağıdaki formülle hesaplanır.

$$G_A = \frac{P_{avn}}{P_{avs}} = \frac{1}{1-|\Gamma_{out}|^2} * |S_{21}|^2 * \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-S_{11}*\Gamma_S|^2}$$

- Dönüştürücü güç kazancı: Yüke aktarılan gücün kaynaktan elde edilebilecek güce oranıdır. Bu kazanç hem Z_S 'e hem de Z_L 'ye bağlıdır. Dönüştürücü güç kazancı G_T ile gösterilir ve aşağıdaki formülle hesaplanır.

$$G_T = \frac{P_L}{P_{avs}} = \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}*\Gamma_L|^2} * |S_{21}|^2 * \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-\Gamma_{in}*\Gamma_S|^2}$$

$$= \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}*\Gamma_L|^2} * |S_{21}|^2 * \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-\Gamma_{in}*\Gamma_S|^2}$$

Yukarıdaki formüllerde kullanılan Γ_{in} ve Γ_{out} denklemleri aşağıdaki gibidir:

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}*S_{21}*\Gamma_L}{1-S_{22}*\Gamma_L}$$

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}*S_{21}*\Gamma_S}{1-S_{11}*\Gamma_S}$$

Özel bir durum olarak giriş ve çıkış portlarında empedans uyumu sağlandığında Γ_S , Γ_L sıfır olur ve $\Gamma_{in} = S_{11}$, $\Gamma_{out} = S_{22}$. Bu durumdaki güç ifadeleri aşağıda verilmektedir:

$$G = \frac{|S_{21}|^2}{1-|S_{11}|^2}$$

$$G_T = |S_{21}|^2$$

$$G_A = \frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{22}|^2}$$

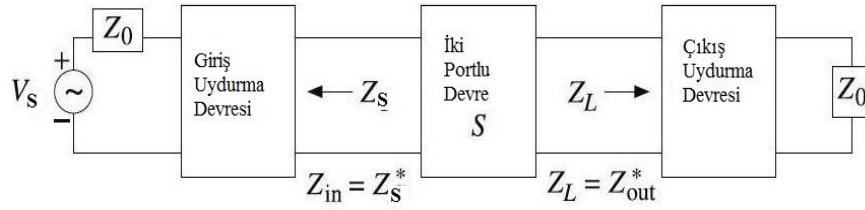
Diğer bir özel durum ise tek yönlü güç kazancıdır. Bu durumda S_{12} ihmal edilebilecek kadar küçüktür ve sıfır olarak kabul edilir. Dolayısıyla $S_{21}=0$, $\Gamma_{in} = S_{11}$ ve $\Gamma_{out} = S_{22}$ olur. Güç ifadeleri G , G_{TU} ve G_{AU} ise aşağıda verilen denklemlerle ifade edilir:

$$G = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} * |S_{21}|^2 * \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22} * \Gamma_L|^2} \quad G_{TU} = \frac{1 - |\tau_S|^2}{|1 - S_{11} * \tau_S|^2} * |S_{21}|^2 * \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11} * \Gamma_S|^2}$$

$$G_{AU} = \frac{1}{1 - |S_{22}|^2} * |S_{21}|^2 * \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11} * \Gamma_S|^2}$$

Aşağıda şekilde tek katlı genel bir transistor kuvvetlendirici devresi blok diyagramı verilmiştir. Burada transistorun girişinde ve çıkışında uydurum devreleri kullanılmıştır.

Bu uydurum devreleri ile giriş ve çıkış empedansı Z_0 kaynak empedansı Z_S ve yük empedansı Z_L 'ye uydurulmuştur. Dönüştürücü güç kazancı hem Z_S 'e hem de Z_L 'ye bağlı olduğu için giriş ve çıkıştaki empedans uyumsuzluğunu gösteren en kullanışlı güç tanımıdır. Bu nedenle kuvvetlendiricilerin gücünden bahsedilirken genelde G_T 'sinden bahsedilir [4].



Şekil : Tek katlı genel bir transistor kuvvetlendirici devresi blok diyagramı

Yukarıdaki şekil için güç ifadeleri aşağıda verilmiştir:

$$\text{Giriş uydurum devresi kazancı} = G_S = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_{in} * \Gamma_S|^2}$$

$$\text{Transistorun kendi kazancı} = G_O = |S_{21}|^2$$

$$\text{Çıkış uydurum devresi kazancı} = G_L = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22} * \Gamma_L|^2}$$

$$\text{Toplam dönüştürücü kazancı} = G_T = G_S * G_O * G_L$$

2.4. İki Portlu Güç Kuvvetlendiricisi Kararlılık İfadeleri

Tasarlanan bir güç kuvvetlendiricisi için kararlılık çok önemli bir parametredir. İki portlu devrede eğer giriş ve çıkış port empedanslarının negatif reel kısmı yani $|\Gamma_{in}| > 1$ ve $|\Gamma_{out}| > 1$ olursa osilasyon yapabilir. Γ_{in} ve Γ_{out} giriş ve çıkış uydurum devrelerine bağlı olduğundan kuvvetlendiricinin kararlılığı aynı zamanda Γ_S ve Γ_L 'e de bağlıdır. İki tip kararlılık vardır.

- Koşulsuz kararlılık: Tüm pasif kaynak ve yük empedansları için $|\Gamma_{in}| < 1$ ve $|\Gamma_{out}| < 1$ ya da $|\Gamma_S| < 1$ ve $|\Gamma_L| < 1$ ise kuvvetlendirici koşulsuz kararlıdır.
- Koşullu kararlılık (potansiyel olarak kararsızlık): Pasif kaynak ve yük empedanslarının belli bir bölümü için $|\Gamma_{in}| < 1$ ve $|\Gamma_{out}| < 1$ ya da $|\Gamma_S| < 1$ ve $|\Gamma_L| < 1$ ise kuvvetlendirici koşullu kararlıdır.

Tanımlardan da anlaşıldığı üzere kararlılık frekansa bağlıdır. Dolayısıyla tasarlanan bir kuvvetlendirici bazı frekanslar için kararlı iken diğer frekanslarda kararsız olabilir.

Eğer kuvvetlendirici tek taraflı ise ($S_{21}=0$) $|S_{11}| < 1$ ve $|S_{22}| < 1$ için koşulsuz kararlıdır.

Kararlık parametresine simit abağı yardımıyla bakılabilir. $|\Gamma_{in}| = 1$ ve $|\Gamma_{out}| = 1$ simit abağında giriş ve çıkış kararlılık çemberlerine denk düşerler.

$$|\Gamma_{in}| = 1 \Rightarrow \left| S_{11} + \frac{S_{12} * S_{21} * \Gamma_L}{1 - S_{22} * \Gamma_L} \right| = 1$$

$$\Rightarrow |S_{11} * (1 - S_{22} * \Gamma_L) + S_{12} * S_{21} * \Gamma_L| = |1 - S_{22} * \Gamma_L|$$

S matrisinin determinantı aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\Delta = \det(S) = S_{11} * S_{22} - S_{12} * S_{21}$$

$$|S_{11} - \Delta * \Gamma_L| = |1 - S_{22} * \Gamma_L|$$

$$\left| \tau_L - \frac{(S_{22} - \Delta * S_{11}) *}{|S_{22}|^2 - \Delta^2} \right| = \left| \frac{S_{12} * S_{21}}{|S_{22}|^2 - \Delta^2} \right|$$

Kompleks Γ düzleminde $|\Gamma - C| = R$, C (kompleks bir sayı) merkezli ve R (reel bir sayı) yarıçaplı bir daireyi temsil eder. Dolayısıyla yukarıdaki ifade C_L merkezli R_L yarıçaplı çıkış kararlılık dairesini temsil eder.

$$C_L = \frac{(S_{22} - \Delta * S_{11}) *}{|S_{22}|^2 - \Delta^2}$$

$$R_L = \left| \frac{S_{12} * S_{21}}{|S_{22}|^2 - \Delta^2} \right|$$

Yukarıdaki denklemlerde S_{11} diye geçen ifadeler S_{11} 'im eşlenik uydurmasıdır.

Aynı işlemler $|\Gamma_{out}| = 1$ için yapılarak giriş kararlılık dairesinin merkezi C_S ve yarıçapı R_S aşağıdaki gibi elde edilebilir:

$$C_S = \frac{(S_{11} - \Delta * S_{22}) *}{|S_{11}|^2 - \Delta^2}$$

$$R_S = \left| \frac{S_{12} * S_{21}}{|S_{11}|^2 - \Delta^2} \right|$$

Kuvvetlendirici aşağıdaki koşulları sağladığında koşulsuz kararlıdır:

$$|S_{11}| < 1 \text{ için } || C_L - R_L | > 1$$

$$|S_{22}| < 1 \text{ için } || C_S - R_S | > 1$$

Eğer $|S_{22}| > 1$ ve $|S_{11}| > 1$ ise kuvvetlendirici koşulsuz kararlı olamaz. Çünkü bu durumda bazı Z_S ve Z_L değerleri için $|\Gamma_{in}| > 1$ ve $|\Gamma_{out}| > 1$ olur.

Bir kuvvetlendiricinin kararlılığına bakmak için Rollett kararlılık faktörüne (K) de bakılabilir. Eğer $K > 1$ ise ve $|\Delta| < 1$ ise kuvvetlendirici koşulsuz kararlı demektir.

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12} * S_{21}|}$$

Kararlılığa tek bir parametre ile de bakılabilir. Bu parametreye Edwards-Sinsky kararlılık parametresi denilir ve μ ile gösterilir. $\mu > 1$ için kuvvetlendirici koşulsuz kararlıdır.

$$\mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - \Delta * S_{11}| + |S_{12} * S_{21}|}$$

2.5. Çok Katlı Maksimum Kazançlı UHF güç kuvvetlendiricisi Tasarımı

Güç kuvvetlendiricileri tasarlanırken elde edilmek istenen güç kazancına göre tek bir transistor yeterli olmayabilir. Eğer tek bir transistor kullanmak amaçlanan güç kazanını vermeye yetmiyorsa birden fazla transistor kaskat bağlanarak kullanılabilir [5]. Bu yapıya çok katlı yapı denir. Bu yapılarda dikkat edilmesi gereken en önemli olay bir önceki katın bir sonraki katı sürebilmesidir. Bunun dışında katlar arasında kullanılması gereken uydurum devreleri de maksimum güç kazancı açısından çok önemlidir. Ayrıca katların birbirinden DC olarak yalıtılması da gereklidir. Bunun için iki katın arasında büyük değerli kapasite atılması güzel bir çözümdür.

Bu projede tasarlanan güç kuvvetlendiricisinin iki katlı yapıda olması ve 500MHz ile 700MHz arasında düzgün bir şekilde çalışması amaçlanmaktadır. İlk kat ikinci kat için ön kuvvetlendirici katı olarak kullanılmaktadır. Kullanılan transistorların S parametreleri veri kağıtlarından alınarak transistorlar önce 2 portlu devreler olarak modellenip ve transistorların kararlılık bölgelerine bakıldı, sonra maksimum güç kazancı için giriş çıkış eşlenik empedans uydurumları ve iki kat arası uydurum yapıldı, son olarak ta transistorların kutuplama devreleri tasarlandı.

Bu bölümde öncelikle en genel anlamda güç kuvvetlendiricisi tasarım adımları anlatılacak, verilen genel bilginin arkasından bu proje kapsamında yapılan teorik hesaplamalar ve tasarımlar verilecektir. Aşağıdaki bölümde bu projenin tasarımı sırasında kullanılan dizayn programının (AWR Design Environment (AWRDE) 9.02r) kullanılan kısımlarının kısaca tanıtımı yapıldıktan sonra tasarımın bu programda nasıl yapıldığı, nasıl uyumlandığı, yapılan benzetimler ve

benzetimlerin sonuçları ayrıntılı bir şekilde anlatılıp gerekli yorumlar yapılacaktır.

2.5.1. S Parametreleri İle İki Kapılı Bipolar Transistor Modelleme

UHF bandında çalışan bir güç kuvvetlendiricisi için önceki bölümlerde de bahsedildiği gibi çalışılan frekanslar yüksek olduğu için kuvvetlendiricinin S parametrelerini kullanarak tasarım yapmak avantajlı olacaktır. Kuvvetlendiricide kullanılacak olan transistorun seçimi yapıldıktan sonra, o transistorun S parametrelerine veri kağıdından ulaşılabilir. Eğer veri kağıdında yoksa üretici firmadan istenebilir ya da ölçüm yapılarak elde edilebilir. Bir transistor için S parametreleri belli bir kolektör emetör gerilimi ve kolektör akımı için frekansla değişir.

Transistorun S parametreleri kullanılarak öncelikle kararlı olduğu bölgeler bulunmalı ve istenilen bölgede kararlı çalışıp çalışmadığına bakılmalıdır. Eğer bir kararsızlık söz konusuysa geri besleme devreleri vb yapılarla transistor kararlı hale getirilebilir.

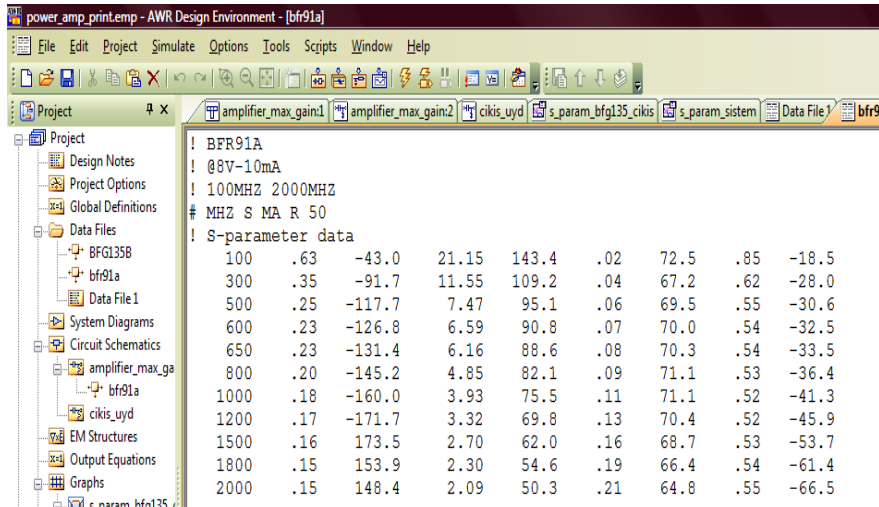
Bu projede kullanılacak olan transistor seçimleri yapılırken öncelikle transistorların veri kağıtları okunmuş, tasarım için gerekli olan nitelikleri sağlayan transistorlar seçilerek tasarıma devam edilmiştir.

Son kat için BFG135 geniş bantlı transistor seçilmiştir. Bu transistorun veri kağıdı incelendiğinde güç kazancının 500MHz'te 16dB olduğu görülmektedir. Bu kazancın 800MHz'te 12dB olduğu bilgisi de veri kağıdında mevcuttur. Verilen bu kazanç değerleri ek bir frekans için geçerli olup çalışma bandı genişledikçe düşmektedir. Bu etki göz önüne alınarak bu projede tasarlanan güç kuvvetlendiricisinin çalışma bandının 500-700MHz olduğu düşünülürse son kattan alınabilecek kazanç değerinin ortalama 12-13dB arasında olacağı öngörülebilir. Ön kuvvetlendirici katında BFR91A transistorunun kullanılmasına karar verilmiştir. Bu transistorun veri kağıdı incelendiğinde ise güç 800MHz'te 14dB olduğu bilgisine ulaşılır. 500-700MHz çalışma bandında geniş bantın getirdiği etki göz önüne alınarak son kattan alınabilecek kazanç değerinin ortalama 11-12dB arasında olacağı öngörülebilir. Dolayısıyla iki katlı UHF güç kuvvetlendiricisinden toplamda 23dB güç kazancı oluşması beklenmektedir. Bu transistorlara ait S parametreleri bulunarak AWRDE'de bu transistorlar iki portlu olarak modellenmiştir.

2.5.1.1. AWRDE'de Transistor Modellenmesi ve Kararlılık İncelemesi

AWRDE'de yeni bir proje oluşturulup BFR91A ve BFG135 için oluşturulan S parametreleri dosyaları bu projeye dışarıdan alınmıştır.

BFR91A'da $V_{CE}=8V$ ve $I_C=10mA$, BFG135'de $V_{CE}=10V$ ve $I_C=25mA$ için verilen S parametreleri kullanılmıştır. Aşağıda şekillerde AWRDE'de projede kaydedilen BFR91A'nın ve BFG135'in S parametresi dosyaları verilmiştir.



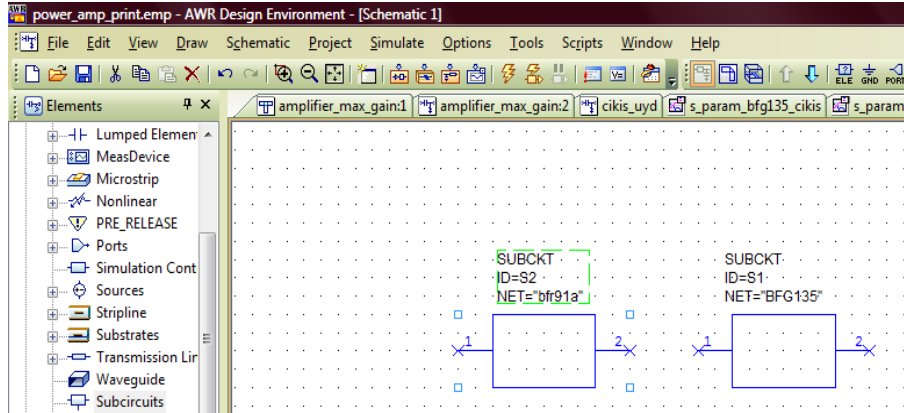
```
! BFR91A
! @8V-10mA
! 100MHZ 2000MHZ
# MHZ S MA R 50
! s-parameter data
100 .63 -43.0 21.15 143.4 .02 72.5 .85 -18.5
300 .35 -91.7 11.55 109.2 .04 67.2 .62 -28.0
500 .25 -117.7 7.47 95.1 .06 69.5 .55 -30.6
600 .23 -126.8 6.59 90.8 .07 70.0 .54 -32.5
650 .23 -131.4 6.16 88.6 .08 70.3 .54 -33.5
800 .20 -145.2 4.85 82.1 .09 71.1 .53 -36.4
1000 .18 -160.0 3.93 75.5 .11 71.1 .52 -41.3
1200 .17 -171.7 3.32 69.8 .13 70.4 .52 -45.9
1500 .16 173.5 2.70 62.0 .16 68.7 .53 -53.7
1800 .15 153.9 2.30 54.6 .19 66.4 .54 -61.4
2000 .15 148.4 2.09 50.3 .21 64.8 .55 -66.5
```

Şekil : BFR91A S parametreleri

! Freq	S	MA	R	50	S21	S12	S22	!GUM [dB]
40	.710	-47.0	29.002	150.8	.023	67.4	.866	-30.8
100	.604	-95.4	20.119	124.1	.041	51.2	.603	-60.3
200	.545	-134.7	11.939	104.0	.055	47.1	.376	-85.6
300	.531	-153.5	8.318	93.8	.064	49.1	.284	-101.0
400	.530	-164.8	6.375	86.7	.074	52.5	.240	-113.0
500	.531	-173.4	5.164	80.9	.085	54.5	.218	-122.9
600	.530	180.0	4.346	75.9	.097	56.3	.208	-130.7
700	.533	173.9	3.774	71.2	.109	58.2	.205	-137.9
800	.534	168.8	3.314	66.9	.119	59.4	.202	-144.5
900	.541	163.5	2.981	63.0	.133	59.7	.206	-151.6
1000	.547	158.9	2.707	59.2	.147	60.3	.213	-157.6
1200	.571	150.5	2.286	51.9	.172	59.8	.235	-169.8
1400	.594	143.4	1.979	44.5	.196	58.6	.268	-179.0
1600	.607	137.5	1.745	37.9	.225	57.8	.300	-173.1
1800	.620	130.3	1.597	30.9	.256	53.9	.330	-164.4
2000	.652	122.9	1.450	25.2	.283	52.1	.364	-155.2
2200	.690	116.3	1.330	19.4	.306	48.8	.408	-147.0
2400	.715	111.6	1.200	15.9	.323	47.2	.453	-139.6
2600	.721	106.0	1.127	9.9	.353	42.6	.483	-131.7
2800	.724	99.5	1.005	4.2	.365	36.8	.500	-122.6
3000	.745	91.9	.953	.2	.384	34.4	.528	-113.5

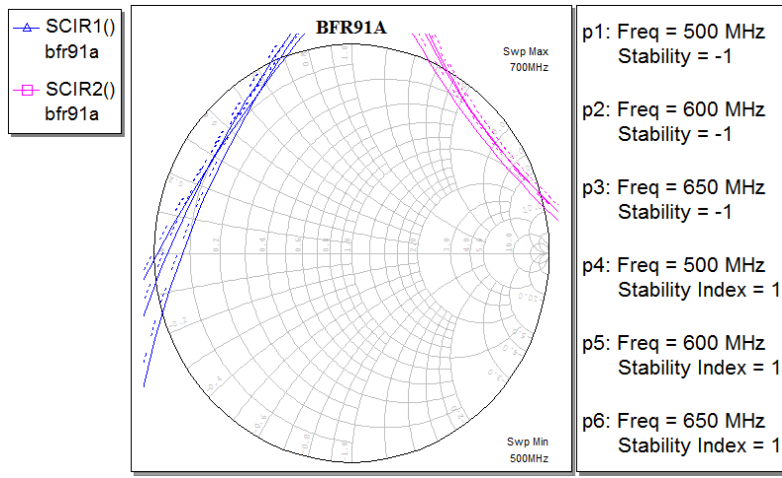
Şekil : BFG135 S parametreleri

Bu dosyalar projede kaydedildikten sonra, bu S parametrelerine sahip transistörler iki portlu olarak devre elemanları sekmesinde alt devreler kategorisinde oluşurlar. BFR91A'nın ve BFG135'in iki portlu alt devre elemanı oldukları hali aşağıdaki şekilde verilmiştir.

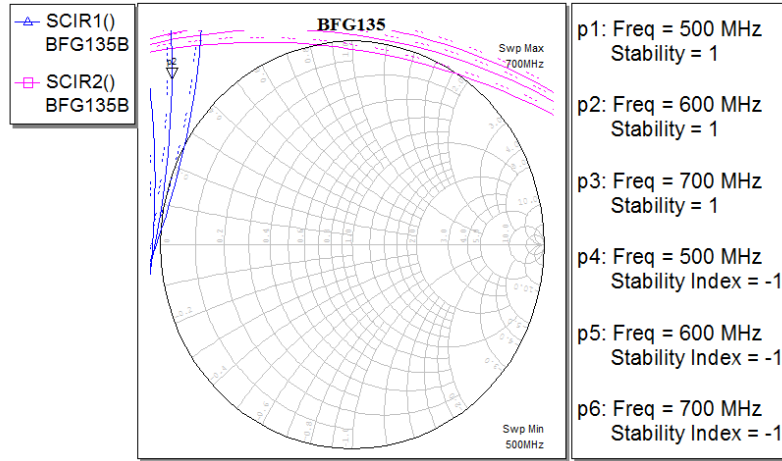


Şekil : BFR91A ve BFG135'in 2 portlu gösterimi

MWO'da S parametreleri olan bir devre elemanı için simit abasında kararlılık daireleri çizdirilebilmektedir. İlk şekilde BFR91A için 500, 600, 700MHz'de AWRDE'de çizdirilen giriş çıkış kararlılık daireleri, ikinci şekilde ise BFG135 için yine aynı frekanslarda AWRDE'de çizdirilen giriş ve çıkış kararlık daireleri verilmiştir. MWO'da giriş kararlılık dairesi için SCIR1 fonksiyonu, çıkış kararlılık dairesi için SCIR2 fonksiyonu seçilmelidir.



Şekil : BFR91A için giriş çıkış kararlılık daireleri



Şekil : BFR135 için giriş çıkış kararlılık daireleri

Her iki transistor için de $|S_{11}| < 1$ ve $|S_{22}| < 1$ 'dir. Dolayısıyla bu transistörler 500MHz- 700MHz çalışma bandında simit abağı ile bu çemberlerin kesişim bölgeleri dışında ve simit abağı içinde kalan her yerde kararlıdır.

2.5.2. Maksimum Güç Kazancı İçin Eşlenik Empedans Uydurumu

Transistörlerin S parametreleri kullanılarak kararlı oldukları bölgelere karar verildikten sonra giriş ve çıkış uydurum devreleri tasarlanmalıdır. Tek katlı genel bir transistör kuvvetlendirici devresi blok diyagramı ile verilen yapı için toplam dönüştürücü kazancı $G_T = G_S * G_O * G_L$ olduğu belirtilmişti. Burada G_O transistöre bağlı olduğu için sabittir. Ancak G_S ve G_L maksimum yapılarak G_T 'nin maksimum olması sağlanabilir. G_S ve G_L maksimum olması için giriş ve çıkışa eşlenik empedans uydurum yapılarak $\Gamma_{in} = \Gamma_S^*$ ve $\Gamma_{out} = \Gamma_L^*$ olması sağlanmalıdır.

Bu durumda Γ_S^* ve Γ_L^* aşağıdaki gibi ifade edilebilirler:

$$\Gamma_S^* = S_{11} + \frac{S_{12} * S_{21} * \Gamma_L}{1 - S_{22} * \Gamma_L}$$

$$\Gamma_L^* = S_{22} + \frac{S_{12} * S_{21} * \Gamma_S}{1 - S_{11} * \Gamma_S}$$

Bu iki denklemin ortak çözümünden Γ_S ve Γ_L aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\Gamma_S = \frac{B1 \pm \sqrt{B1^2 - 4 * |C1|^2}}{2 * C1}$$

$$\Gamma_L = \frac{B2 \pm \sqrt{B2^2 - 4 * |C2|^2}}{2 * C2}$$

Bu iki denklemde görünen B ve C parametrelerinin matematiksel ifadeleri şöyledir:

$$B1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2$$

$$B2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2$$

$$C1 = S_{11} - \Delta * S^*_{22}$$

$$C2 = S_{22} - \Delta * S^*_{11}$$

Ayrıca kuvvetlendiricinin tek taraflı durumu için yani $S_{12}=0$ kabul edildiğinde G_{TUmax} ifadesi aşağıdaki gibi olur:

$$G_{TUmax} = \frac{1}{1-|S_{11}|^2} * |S_{21}|^2 * \frac{1}{1-|S_{22}|^2}$$

Maksimum güç aktarımı için $Z_S=Z_{in}^*$ ve $Z_L=Z_{out}^*$ değerlerinin ne olacağına karar verildikten sonra bu değerler $Z_0=50\text{ohm}$ 'a uydurulmalıdır. Bu işleme eşlenik empedans uydurumu adı verilir.

Empedans uydurum devreleri kapasite, bobin gibi devre elemanlarıyla yapılabileceği gibi mikroşerit hatlarla da yapılabilir. Bu projede uydurum devreleri mikroşerit hatlarla gerçekleştirilmiştir. Çünkü mikroşerit hatlar daha az yer kaplar, daha hafiftir ve maliyeti de çok yüksek değildir. Ayrıca yüksek güçlü uygulamalarda kapasite, endüktans gibi devre elemanları zarar görebilirler.

Herhangi bir tipteki empedans uydurum devresi tek bir frekans için mükemmel uydurum sağlar. Empedans uydurum devrelerinin geniş bantlı yapılabilmesi için kompanse edilmiş uydurum devreleri, dirençli uydurum devreleri, negatif geri besleme, dengeli kuvvetlendiriciler, dağıtık kuvvetlendiriciler gibi çeşitli alışlagelmiş yaklaşımlar kullanılır. Bu projede kompanse edilmiş uydurum devreleri yaklaşımı kullanılmıştır. Projede yapılan tasarımın 500-700MHz arasında çalışması amaçlandığından uydurumlar 600MHz için yapılarak, daha sonra AWRDE'nin uyulmama özelliği kullanılarak uydurum devreleri kompanse edilip 500-700MHz arasında çalışabilecek hale getirilmiştir. Bu işlem elde edilebilecek maksimum güç kazancının bir miktar düşmesine neden olmuştur, ancak bant genişliğini artırmak için bu düşüşe göz yumulmuştur.

Bu projede kullanılan uydurum devreleri simit abağı yardımıyla tasarlanmıştır. Empedans uydurum işleminde tek yan hat uydurum, çift yan hat uydurum, çeyrek dalga dönüştürücü, tek parçalı dönüştürücü, çok parçalı dönüştürücü gibi birçok metot vardır. Bu metotlardan en yaygın olanları tek yan hat ve çift yan hat uydurumdur. Bu projede de her iki uydurum denenmiş hangisinde daha iyi uydurum sağlandıysa o tercih edilmiştir. Ayrıca tek yan hat da çift yan hat da paralel veya seri olabilir. Paralel yan hattın pratik hayatta gerçekleştirilmesi daha kolay olduğundan bu projede de paralel yan hat kullanılmıştır.

Yan hatların asıl işlevi RF kısa devreyi DC açık devre ya da RF açık devreyi DC kısa devre yapmaktır, başka bir deyişle kapasite gibi çalışır. Bu işlem düşük empedanslı hatlarda gerçekleşir. Empedansın küçülmesi de hattın boyutlarını büyütür ki bu hiç istenmez. Bu sorun için çeyrek dalga yan hat kullanımı çok iyi bir çözümdür. Çeyrek dalga yan hat geniş bir bantta düşük empedans gösterir ve aynı işlevi gören yan hatta göre de boyutları küçüktür. Böylece hem parazitik etkileri daha azdır hem de devrede daha az yer kaplar. Bu projede de boyutları büyük çıkan yan hatlar yerine radyal yan hat kullanılmıştır. Aşağıdaki şekilde projede tasarlanan UHF güç kuvvetlendiricisinin blok şeması verilmiştir.

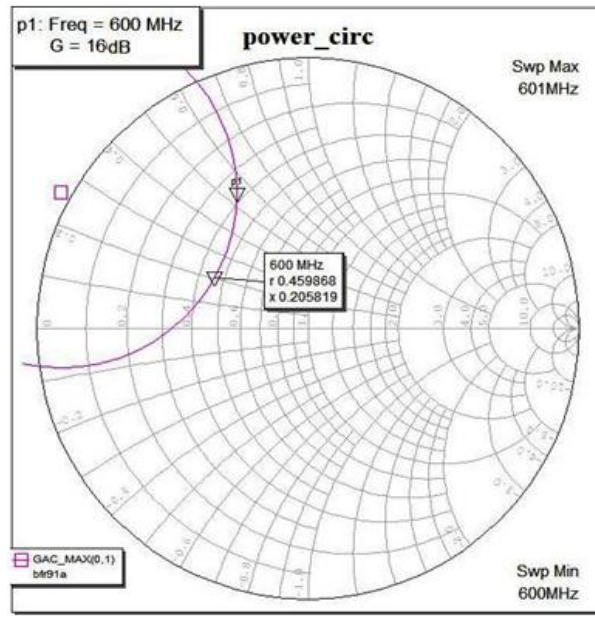


Şekil : UHF güç kuvvetlendiricisi Blok Şeması

Yukarıdaki blok diyagramda da görüldüğü gibi BFR91A için bir giriş uydurma devresi ve BFG135 için bir çıkış uydurum devresi yapılmalıdır. Bir de bu iki transistörün kaskat bağlanması durumu için ara kat uydurum devresi tasarlanmalıdır. Aşağıda yapılan bu üç uydurum devresi tasarımı ayrıntılı bir şekilde anlatılmıştır.

2.5.2.1. BFR91A İçin Giriş Empedans Uydurum Devresi Tasarımı

S parametreleri kullanılarak AWRDE'de modellenen BFR91A transistöründen maksimum güç kazancı elde edilebilmesi için ilk işlem olarak simit abağında giriş sabit kazanç daireleri çizdirilir. Bu işlem AWRDE'de yapılabilmektedir. Daha sonra maksimum güç kazancını temsil eden bu dairenin simit abağının merkezine en yakın noktası seçilir. Seçilen bu nokta z_{in} 'i verir. Bu değerler 50 ile çarpılarak Z_{in} elde edilir. $Z_S=Z_{in}^*$ şeklinde Z_S değeri belirlenip bu değer 50ohm'luk giriş portuna uydurulur. Bu uydurum işlemi $z_S=Z_S/50$ olmak üzere z_S noktası simit abağında işaretlenerek yapılır.



Şekil : BFR91A giriş sabit kazanç dairesi

Yukarıda şekilde BFR91A'ya ait AWRDE'de çizdirilen giriş sabit kazanç dairesi vardır. Bu daire maksimum güç kazancı içindir ve BFR91A'dan idealde alınabilecek maksimum güç kazancı şekilden de okunabileceği gibi $G=16B$ 'dir. Bu dairenin simit abağının merkezine en yakın olan noktası şekil üzerinde işaretlenmiştir. Bu nokta z_{in} 'dir. Uydurum işlemi maksimum güç kazancı için bu noktanın kompleks eşlenik noktasına göre yani z_s 'e göre yapılmıştır. Burada dikkat edilmesi gereken bir nokta da uydurum yapılacak olan noktanın BFR91A'nın kararlı olduğu bölgede olmasıdır ki bu nokta BFR91A için yukarıdaki şekilde verilen kararlılık bölgesi içerisinde yer almaktadır. Yukarıdaki şekilden okunan z_{in} değeri ve bu değer için kompleks eşlenik olan z_s değeri aşağıda verilmiştir

$$z_{in} = 0.46 + 0.205j \Rightarrow Z_{in} = z_{in} * 50 = 23 + 10.25j \Rightarrow Z_s = 23 - 10.25j \Rightarrow z_s = Z_s / 50 = 0.46 - 0.205j$$

Burada yapılması amaçlanan işlem Z_s 'in $Z_0 = 50\text{ohm}$ 'a uydurulmasıdır. Bu işlem için hem tek yan hat hem de çift yan hat uydurumları denenmiş AWRDE'de benzetimleri yapılmıştır. Bu devre için çift yan hattın uydurması sonuçları daha iyi olduğu için çift yan hat uydurum yapılmasına karar verilmiştir. Yan hatlar açık devre olacak şekilde tasarlanmıştır. Açık devre yan hat aslında bir kapasite grevi görmektedir. Kısa devre yan hat ise endüktans görevi görmektedir. Yüksek frekanslarda endüktansın direkt toprağa bağlanması sorun yaratır, çünkü frekans yükseldikçe endüktans kısa devre olabilir. Bu nedenle yan hatların açık devre olmasına karar verilmiştir.

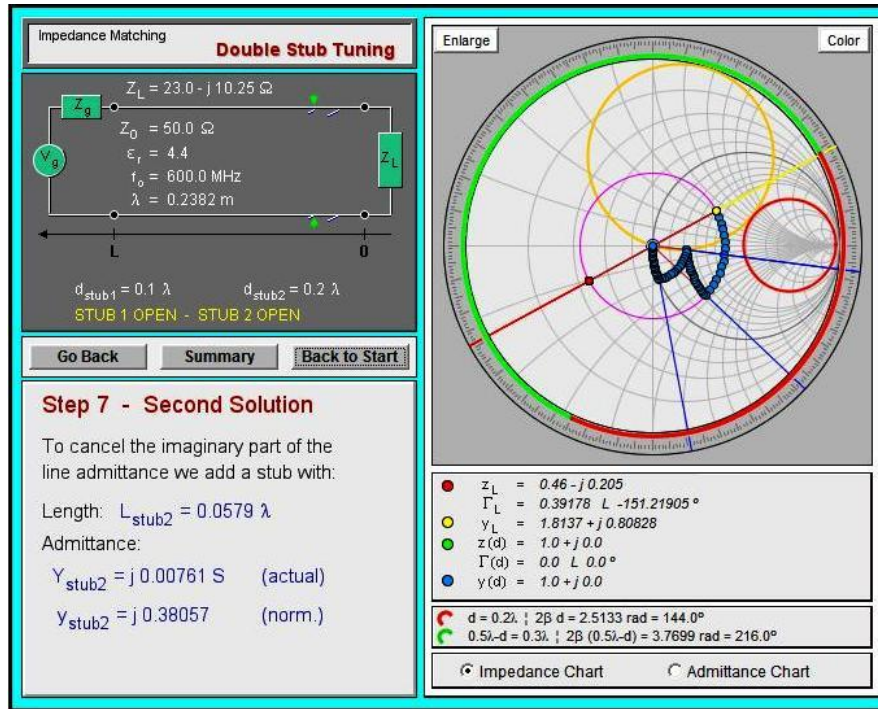
Çift yan hat uydurumunda iki yan hattın arası uzaklık (d uzaklığı) keyfi bir değerde seçilir. Projede de birkaç değer için bu uydurum denenmiş ve en iyi sonuç veren değer seçilmiştir. Hat uzunluğunun fazla olması ekstra bir kayıp getirir. Dolayısıyla d uzaklığı seçilirken olabildiğince küçük seçilmelidir. Bu projede BFR91A giriş uydurum devresi için $d = 0.1\lambda = 23.8\text{mm}$ seçilmiştir. λ işaret dalga boyudur ve v_p faz hızı ve f frekans olmak üzere $\lambda = v_p / f$ şeklinde ifade edilir. İlk yan hattın yüke olan uzaklığı da yine keyfi olarak (tutarlı olması şartıyla) 0.1λ seçilmiştir. Bu durumda yan hat uzaklıkları (l uzaklığı) 1. yan hat için $l_1 = 49.7\text{mm}$ ve 2. yan hat için $l_2 = 44.4\text{mm}$ olarak hesaplanmıştır. Bu değerlere ulaşırken yapılan işlemler sırasıyla aşağıdaki gibidir. Bu işlemler AWRDE ortamında yapılmamıştır, Amanogawa'nın web sayfasındaki etkileşimli Java tabanlı simit abağı empedans uydurum programıyla yapılmıştır [6]. Programın arayüzü aşağıdaki şekilde verilmiştir. Programda en başta yan hatlarını açık devre mi kısa devre mi olması gerektiği seçilmelidir.

Aşağıda anlatılan işlemler bu programda aynen yapılmaktadır. z_s tespit edildikten sonra yarıçapı $|z_s|$ olan duran dalga oranı dairesi çizilir.

- İlk yan hat devreye dahil edildikten sonra uydurmayı sağlayabilecek olan admitanslar için bir daire çizilir.
- Yükten (z_s 'ten) olan uzaklığı belirlenen ilk yan hat uzunluğu kadar simit abağında ilerlenir.
- Geline noktadan da l_1 mesafesi kadar ilerlenerek pembe dairenin üzerinde bir noktaya gelinir.
- Bu noktadan da d mesafesi kadar gidilir.
- Son gelinen noktadan simit abağının merkezine gidilir. Burada gidilen mesafe de l_2 'yi verir.

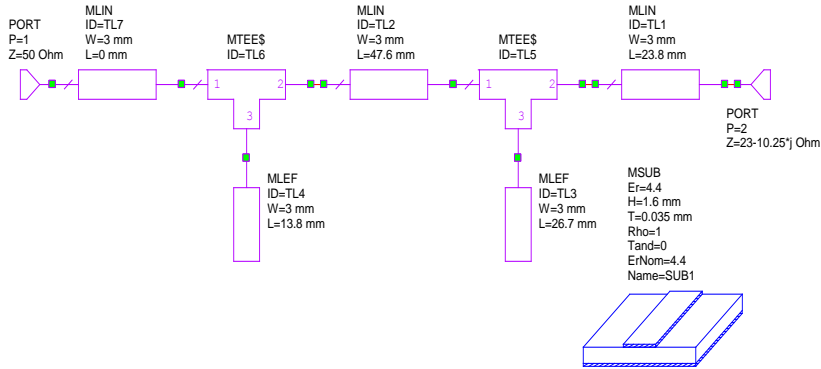
İkinci bir çözümde mevcuttur. Bu seferde çizilen admitans dairesinin üzerinde başka bir noktaya gidilir, diğer işlemler aynıdır. Bu durumda l_1 ve l_2 değerleri değişir. $l_1 = 26.7\text{mm}$ ve $l_2 = 13.8\text{mm}$ olarak hesaplanmıştır.

Yüksek frekanslarda endüktif etki göstermesi nedeniyle özellikle yan hatların çok uzun olmaması istenir. Bu açıdan ikinci çözüm daha uygun olduğu için uydurum işleminde ikinci çözümün sonuçları kullanılmıştır.



Şekil : Çift yan hat uydurum için kullanılan bilgisayar programı ara yüzü

Bu aşamada yukarıda bulunan değerler kullanılarak AWRDE’de bir proje oluşturulup uydurumunun uygun olup olmadığının tespiti için S parametresi benzetimleri yapılmalıdır. Uydurumunun simüle edilebilmesi için oluşturulan devre şeması aşağıda şeklide verilmiştir.

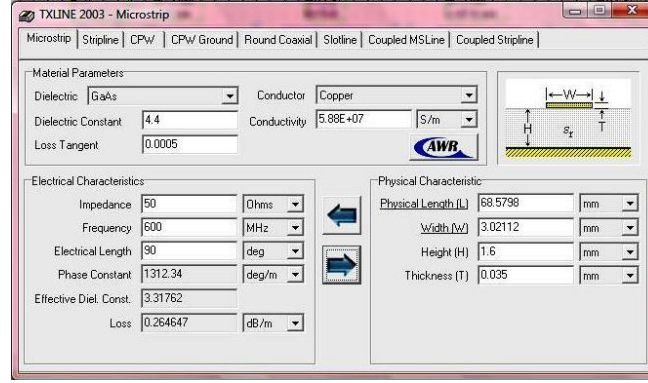


Şekil : BFR91A giriş empedans uydurum devresi

Bu devre oluşturulurken aşağıdaki işlemler sırasıyla yapılmıştır.

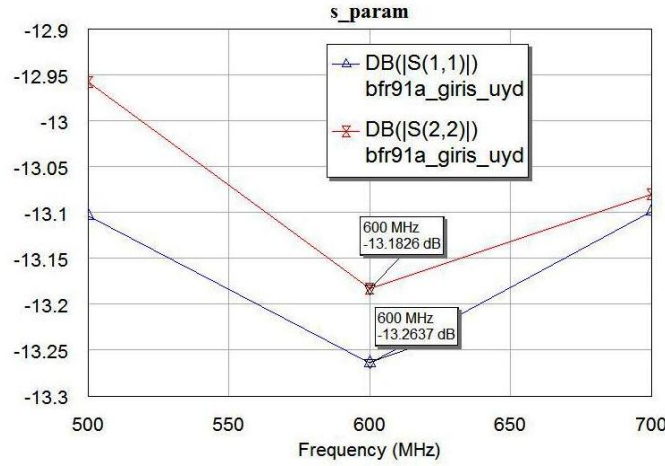
- İlk olarak Z_0 ve Z_S değerlerine sahip iki tane port oluşturulur.
- Empedans uydurum için hesaplanan l_1 ve l_2 değerli yan hatlarla ilk yan hattın uzaklığı ve d uzaklığının parametre olarak girilebildiği mikroşerit hatlar AWRDE’de hazır olarak vardır (MLIN ve MLEF). Bu hatlar devreye eklenerek parametreleri girilir.
- Daha sonra hatlar arasındaki süreksizliğin azaltılması amacıyla hatların aralarına T-bağlantı (MTEES) eklenir. Bu bağlantının uçarlı direkt porta bağlanamadığı için MLIN TL7 hattı girişe eklenmiştir. Bu hattın uzunluğu sıfır alınarak uydurum devresini etkilememsi sağlanır.
- Hatların kalınlıkları 3mm olarak seçilmiştir. Bu değer AWRDE’nin TXLINE opsiyonuyla hesaplanır. TXLINE ara yüzü aşağıda şekilde verilmiştir. Burada hatların empedans değerinin 50ohm olduğu, frekansın 600MHz olduğu şekilde sol altta görülen bölmede ilgili yerlere yazılıp sağ oka basıldığında $w=3.02$ olduğu görülür. Burada w hesaplanmadan önce taban malzeme değerleri de girilmelidir. Taban BFR91A giriş empedans uydurum devresinde

MSUB ile temsil edilmektedir. Taban FR4 olarak seçilmiştir. FR4 dielektrik sabiti 4.4'tür. Taban kalınlığı 1.6mm ve hat kalınlığı 0.035mm'dir. Bu değerleri doğru girmek çok önemlidir, çünkü w ve dolayısıyla benzetimler bu değerler bağlı olarak çok fazla değişir. Bu nedenle devrenin basılacağı baskı devreciyle önceden konuşulup ellerindeki malzemeler, kalınlıklar vs öğrenilmelidir.



Şekil : TXLINE ara yüzü

- Bu işlemler yapıldıktan sonra benzetimler yapılmalıdır. Bunun için yeni bir grafik dosyası oluşturulup S parametreleri 500-700MHz arasında çizdirilmelidir. Uydurum devresinin doğru çalıştığının kabul edilebilmesi için $|S_{11}|$ ve $|S_{22}|$ -10dB'den daha düşük olmalıdır. Aşağıda şekilde AWRDE'de çizdirilen S parametreleri grafiği verilmiştir.



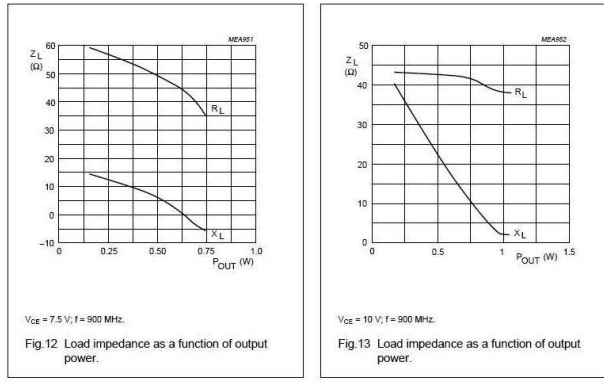
Şekil : BFR91A giriş uydurum devresi S parametreleri

Yukarıdaki sonuçlar uydurum devresinin iyi çalıştığını göstermektedir. $|S_{11}|$ ve $|S_{22}|$ 600MHz'de daha da düşmüştür bu beklenen ve istenen bir sonuçtur.

Bu aşamadan sonra eğer istenirse AWRDE'nin uyumlama seçeneği kullanılarak bu sonuçlar daha da iyileştirilebilir. Bu proje çalışma sürecinde yapılmıştır. Ancak en son tek tek yapılan bu uydurumlar birleştirildiğinde tekrar bir son uyumlama işlemi yapıldığından uyumlama işleminin bu aşamada yapılmasının çokta gerekli bir işlem olmadığı anlaşılmıştır. Uyumlama işlemi hem L parametresiyle hem de W parametresiyle yapılabilir.

2.5.2.2. BFG135 İçin Çıkış Empedans Uydurum Devresi Tasarımı

BFG135 transistörü tasarlanan UHF güç kuvvetlendiricisinin çıkış katında kullanılacağından girişine gelen yüksek güçte olacaktır. Dolayısıyla bu transistor için S parametreleri kullanmak hatalı olacaktır. Çünkü S parametreleri küçük işaret analizi sonucunda elde edilen parametrelerdir. BFG135 veri kağıdında çeşitli kutuplama akım ve gerilim değerleri için transistörün giriş ve çıkışından görülen empedansların olduğu grafikler mevcuttur. Aşağıda şekilde veri kağıdından bu grafiklerin bulunduğu bir görüntü vardır.



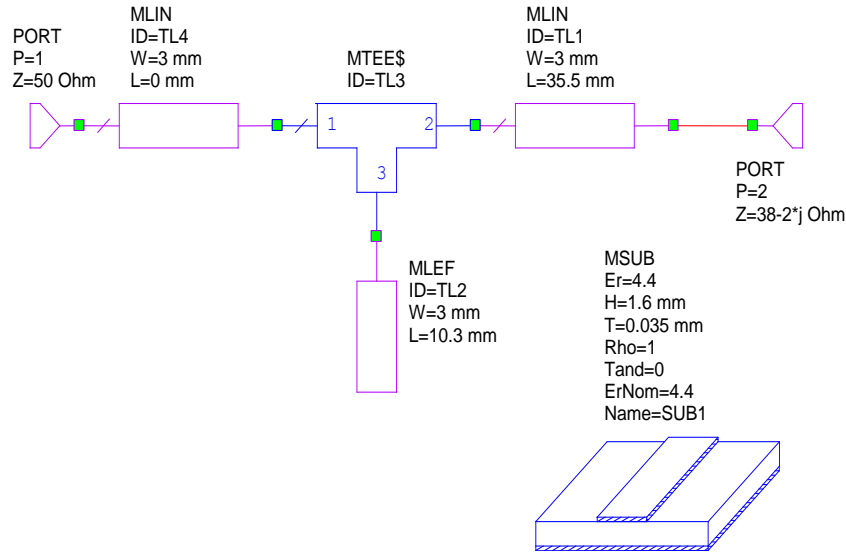
Şekil : BFG135 çıkış empedansı verisi

Bu grafiklerden $V_{CE}=10V$ ve $I_C=25mA$ için $Z_{out}=38+2j$ değeri okunur. Bu değer 900MHz için ölçülmüştür. Ancak başka frekanslar için bu tarz bir grafik olmadığından çıkış empedansının çok fazla değişmediği düşünülür ve bu değerler kullanılır. Artık uydurum devresi $Z_L=Z_{out}^*=38-2johm$ 'u $Z_O=50ohm$ 'ma uydurmak amacıyla tasarlanmalıdır.

Bu uydurum için de hem tek yan hat hem de çift yan hat uydurumları denemiş ve tek yan hat uydurumunun daha uygun olduğu görülmüştür. Bu uydurum için gerekli d ve l uzunlukları yine yukarıda bahsedilen programın tek yan hat seçeneğiyle yapılmıştır. Elde edilen iki çözüm şöyledir.

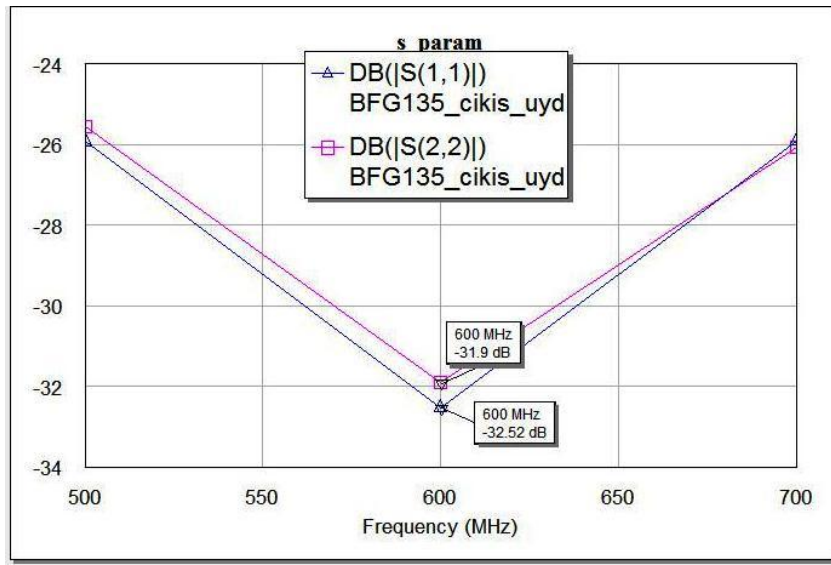
1. çözüm: $d=30.7mm$ ve $l=10.3mm$
2. çözüm: $d=95.5mm$ ve $l=108.8mm$

Bu çözümlerden birinci olan tercih edilmiştir ki değerler oldukça düzgün çıkmıştır. Yan hat uzunluğu oldukça kısadır. Bir önceki bölümde BFR91A için yapılan AWRDE'de proje oluşturma, devre tasarlama ve S parametresi benzetimi yapma işlemleri aynen BFG135 için de yapılmıştır. 1. çözüm değerleri kullanılarak AWRDE'de oluşturulan devre aşağıda şekilde verilmiştir.



Şekil : BFG135 için çıkış uydurum devresi

Bu devrenin S parametrelerinin benzetim sonucu aşağıda şekilde verilmiştir.



Şekil : BFG1351 çıkış uydurum devresi S parametreleri

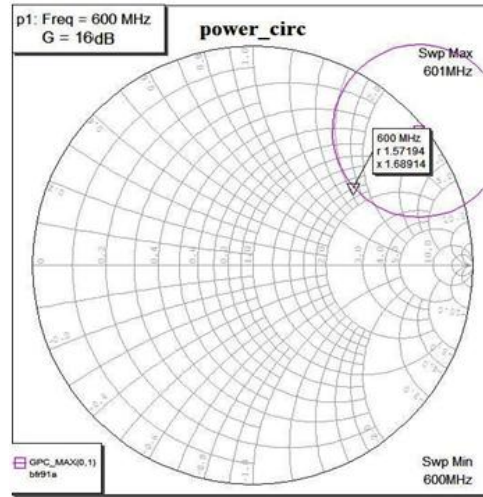
Yukarıdaki sonuçlar uydurum devresinin çok iyi çalıştığını göstermektedir. $|S_{11}|$ ve $|S_{22}|$ 600MHz'de büyük bir düşüş göstermiştir ki bu beklenen ve istenen bir sonuçtur. Daha önce de belirtildiği gibi şu aşamada uyumlama yapılabilir ancak gerek yoktur.

2.5.2.3. Ara Kat Empedans Uydurum Devresi Tasarımı

Ara kat uydurum devresinde amaç BFR91A'nın çıkışından görülen direnin eşleniğiyle ($Z_{out}^* = Z_L$) BFG135'in girişinden görülen direncin eşleniğini ($Z_{in}^* = Z_S$) uydurmaktır.

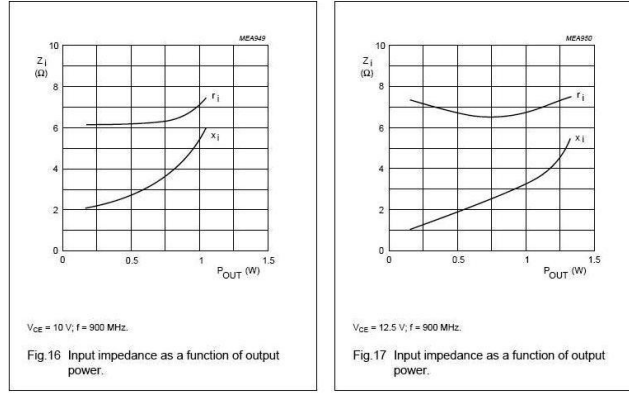
BFR91'nın çıkış sabit kazanç dairesini çizdirerek maksimum güç kazancı için bu daire üzerinde simit abağının merkezine en yakın olan nokta seçilir. Bu nokta z_{out} 'tur. Buradan $Z_{out} = z_{out} * 50$ 'den Z_{out} bulunur, daha sonra da $Z_L = Z_{out}^*$ 'ten Z_L bulunup BFG135'in Z_S değerine uydurulur.

Aşağıda şekilde BFR91A için çıkış sabit kazanç dairesi çizdirilmiş ve z_{out} bu daire de işaretlemiştir. $z_{out} = 1.57 + 1.69j$ 'dir. Bu durumda $Z_L = 78.5 - 84.5j$ olur.



Şekil : BFR91A çıkış sabit kazanç dairesi

BFG135'in giriş empedansı yine veri kağıdına bakılmalıdır. Veri kağıdında verilen grafiklerden $V_{CE} = 10V$ ve $I_C = 25mA$ için $Z_{in} = 7.2 + 5.5j$ değeri okunur. Bu grafik aşağıda şekilde verilmiştir. Bu değer 900MHz için ölçülmüştür. Ancak başka frekanslar için bu tarz bir grafik olmadığından çıkış empedansının çok fazla değişmediği düşünülür ve bu değerler kullanılır. $Z_S = Z_{in}^* = 7.2 - 5.5j$ ohm'dur.



Şekil : BFG135 giriş empedansı verisi

Ara uydurum devresinde dolayısıyla $7.2-5.35j$ ohm $78.5-84.5j$ ohm'a uydurulmalıdır. Bu uydurum devresi mikroşerit hat uzunluklarının hesabı için her iki empedans öncelikle önceki empedans uydurumlarında kullanılan etkileşimli simit abağı programıyla tek yan hatlı olarak 50ohm'a uydurulup daha sonra bu iki tek yan hat uydurum devresi birleştirilerek ara kat uydurum devresi elde edilir. Bu yöntem direkt 50ohm'a uydurumda ki gibi sorunsuz bir uydurum yapmamıştır ancak gerekli uyumlama işlemleriyle güzel bir uydurum sağlanmıştır.

BFR91A için çıkış uydurum devresi hat uzunlukları aşağıdaki gibi elde edilmiştir:

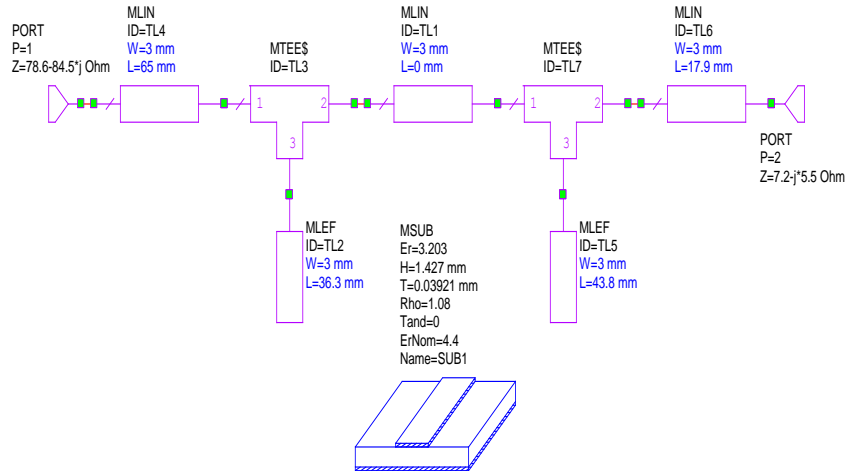
1. çözüm: $d=28.9\text{mm}$ ve $l=82.77\text{mm}$
2. çözüm: $d=65\text{mm}$ ve $l=36.3\text{mm}$

Bu çözümlerden yan hat uzunluğu daha kısa olduğu için ikinci çözüm seçilir.

BFG135 için giriş uydurum devresi hat uzunlukları aşağıdaki gibi elde edilmiştir:

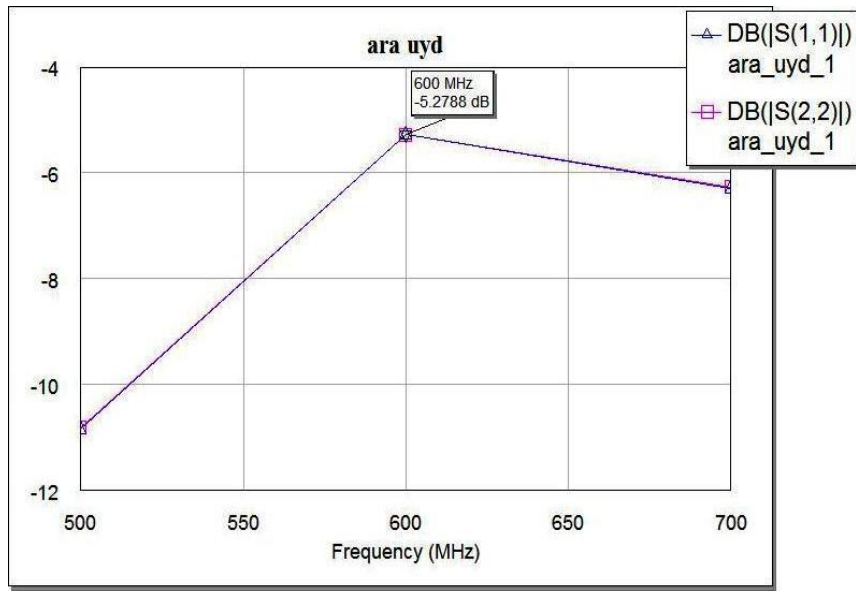
1. çözüm: $d=17.9\text{mm}$ ve $l=43.8\text{mm}$
2. çözüm: $d=109.67\text{mm}$ ve $l=75.25\text{mm}$

Bu çözümlerden ikincisi daha uygundur. AWRDE'de aşağıda şekilde verilen ara uydurum devresi oluşturulmuştur.



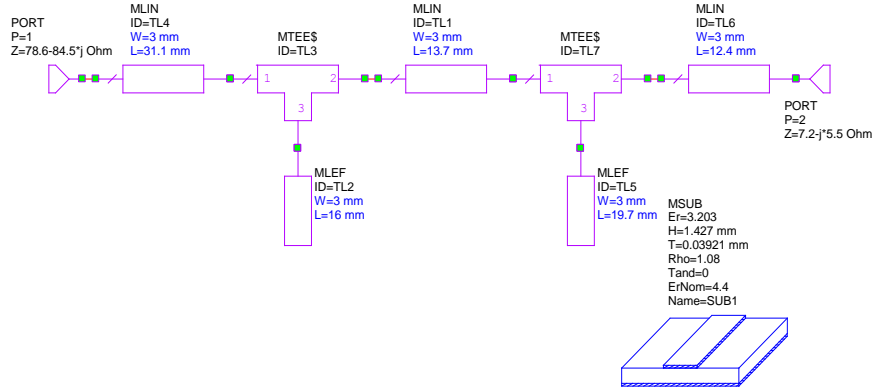
Şekil : Ara uydurum devresi

Bu devreye ait S parametresi ölçüm sonuçları aşağıda şekilde verilmiştir.

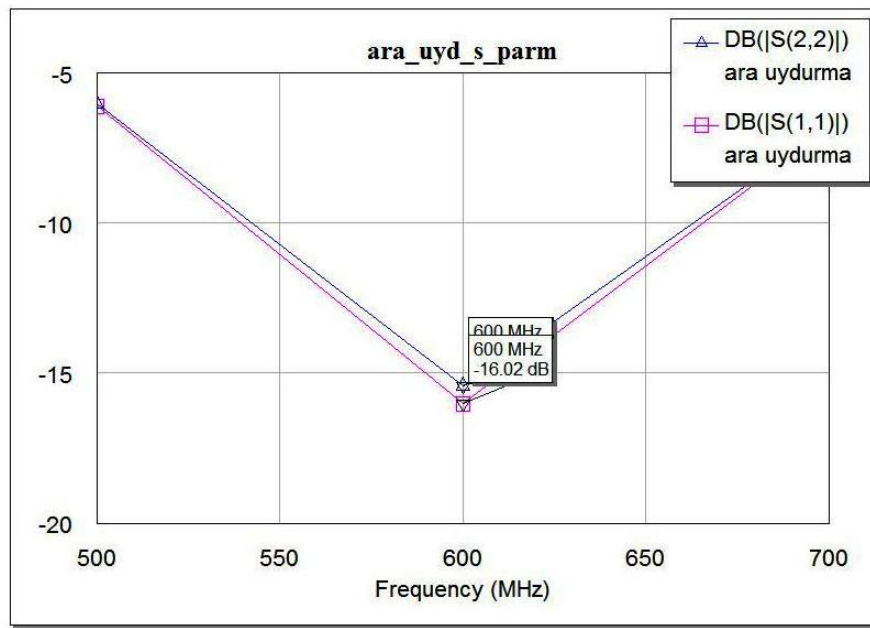


Şekil : Ara uydurum devresi S parametreleri

Şekilden de açıkça anlaşılır ki uydurum şu an iyi değildir. Bu zaten beklenen bir şeydi. Bu durumda uyumlama işlemiyle daha iyi hale getirilmeye çalışılmalıdır. Burada da yine çok uğraşmaya gerek yoktur, çünkü tüm uydurumlar birleştirilince tekrar bir uyumlama yapmak şart olacaktır. Bu aşamada sadece mikroşerit hatların L değerleri değiştirilerek uyumlama yapmak yeterli olacaktır. Aşağıda ilk şekilde uyumlama yapılmış devre ve ikinci şekilde bu devrenin AWRDE’de benzetim sonucu elde edilen S parametreleri grafiği verilmiştir.



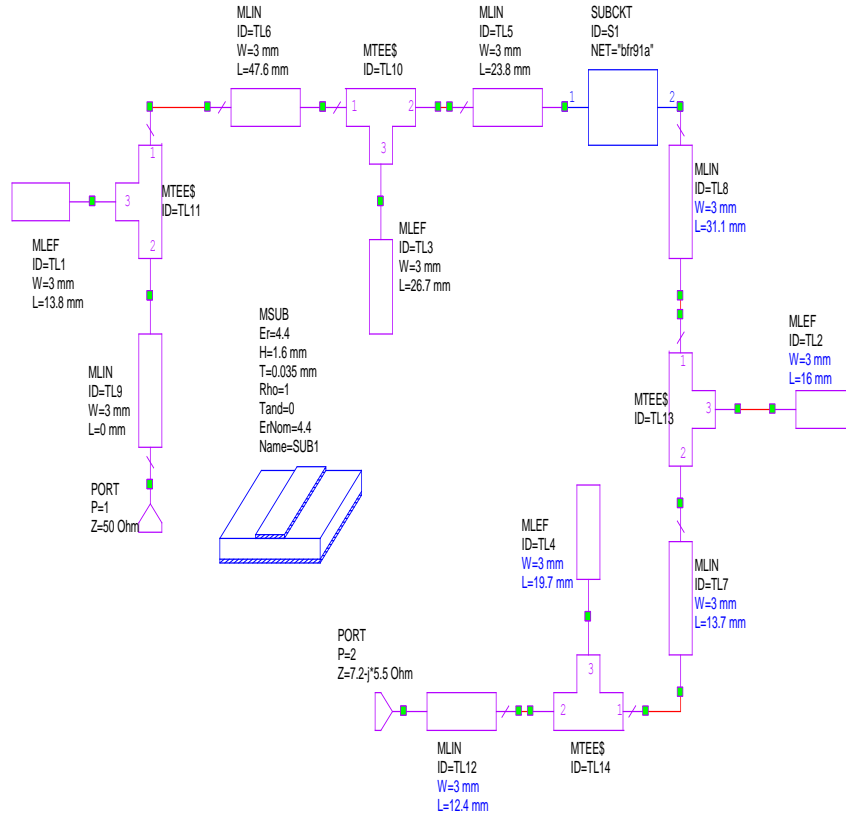
Şekil : Uyumlanmış ara uydurum devresi



Şekil : Uyumlanmış ara uydurum devresi S parametreleri

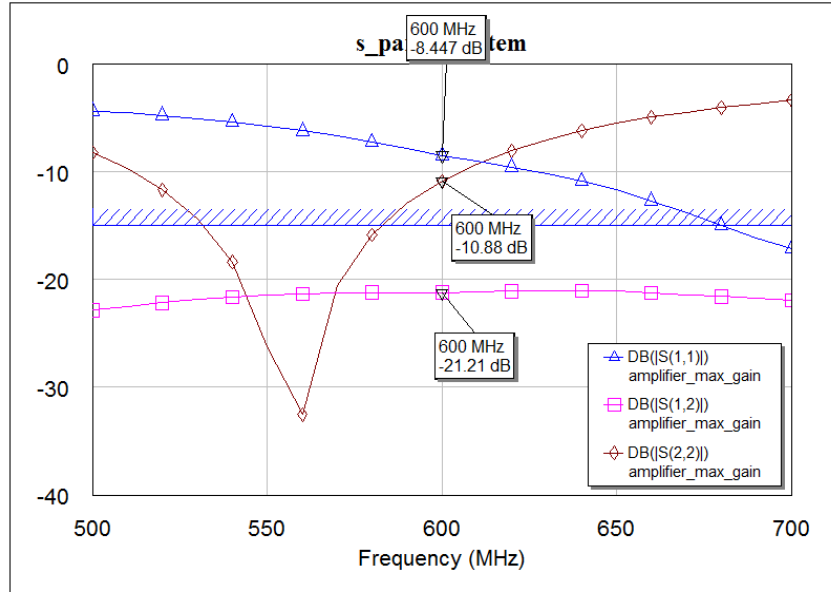
Devre çok kabaca uyumlandıktan sonra ölçülen S parametreleri gayet düzgün çıkmıştır.

Şu ana kadar UHF güç kuvvettlendiricisi blok şemanın tüm uydurum devreleri tasarlanmıştır. Bu aşamada yapılması gereken bu uydurum devrelerini bir araya getirip gerekli uyumlama işlemlerini yaparak istenilen S parametrelerine ulaşmaktır. Bu birleştirme işlemleri AWRDE’de yapılmıştır. BFR91A için S parametreleri kullanılarak oluşturulan iki portlu yapı kullanılmıştır. Ancak BFG135 için daha önce de bahsedildiği üzere S parametreleri kullanmak doğru olmayacaktır. Bu nedenle BFG135 için giriş çıkış empedansları AWRDE’de port olarak tanımlanmıştır. Dolayısıyla çok katlı yapı ikiye bölünerek tasarlanabilir. İlk kısım 50ohm’luk giriş portundan BFG135’in girişine kadar olan kısımdır. İkinci kısım ise BFG135’in çıkışından 50ohm’luk çıkış portuna kadar olan kısımdır. İlk kısma ait AWRDE’de tasarlanan uydurum devre şeması şekilde verilmiştir.



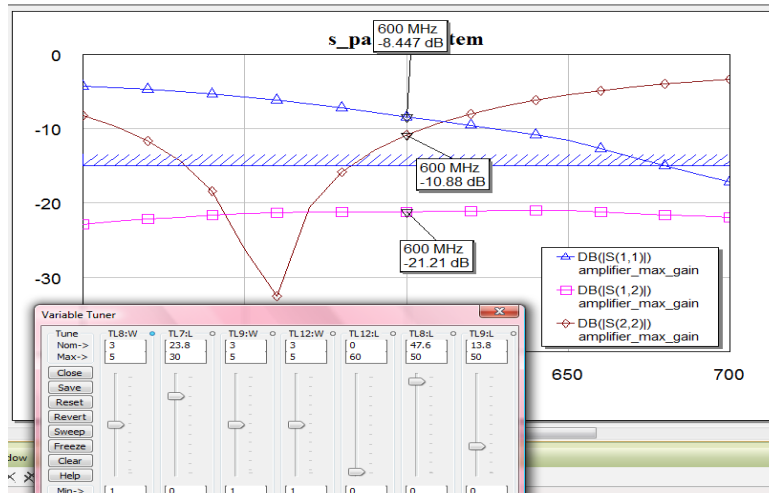
Şekil : Çok katlı güç kuvvettlendiricisi birinci kısım empedans uydurum devresi

Bu devrenin yine AWRDE'deki benzetim sonucu elde edilen S parametreleri aşağıda şekilde verilmiştir.

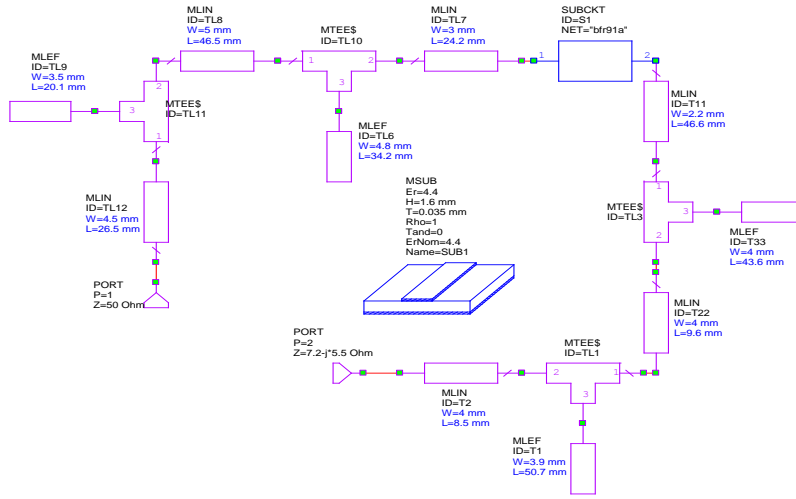


Şekil : Birinci kısma ait S parametreleri

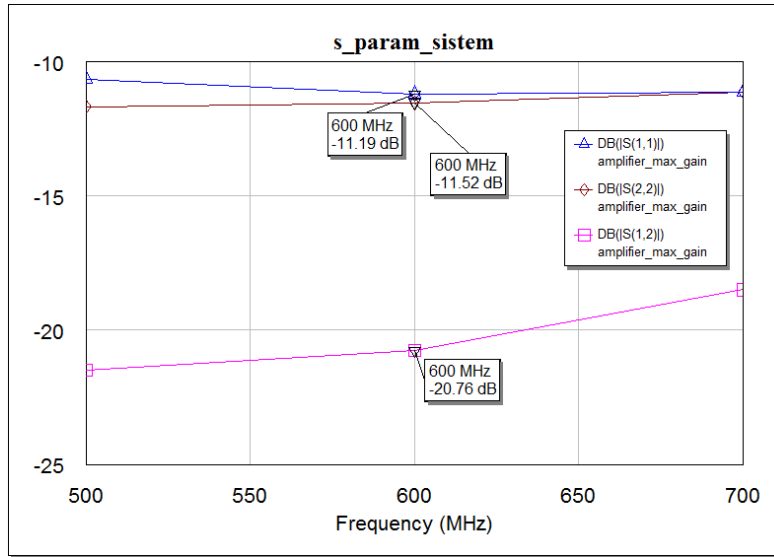
Yukarıdaki şekil incelendiğinde görülmektedir ki ayrı ayrı tasarlanan ve istenilen şekilde çalışan iki uydurum devresi bir araya getirildiğinde yapması gereken uydurum işlemi biraz bozulmaktadır. $|S_{11}|$ ve $|S_{22}|$ parametreleri -10dB'den büyük hale gelmektedir. Bu beklenen bir sonuçtur, çünkü ayrı ayrı uydurum devresi tasarlarken kendinden sonra ya da önce herhangi bir mikroşerit hat, devre elemanı vs yoktur. Ancak bu iki devre birleştirildiğinde birbirlerini etkilerler. Bu aşamada dikkatli bir şekilde uyumlama yapmak gereklidir. Uyumlama mikroşerit hatların hem W hem de L parametresi değiştirilerek yapılabilir. AWRDE'deki uyumlama özelliğini kullanabilmek için öncelikle uyumlama yapılacak elemanın uyumlama özelliğine izin verilmelidir. Daha sonra çizdirilen grafik ekrandayken uyumlama seçeneği seçildiğinde uyumlama yapılacak parametreler ekranda belirir. Bu değerlerle oynandıkça ekranda bulunan grafikte eş zamanlı değişimler meydana gelir. Grafik istenilen hale gelene kadar uyumlama işlemi yapılabilir. Uyumlama işlemine ait bir görüntü aşağıda ilk şekilde verilmiştir. AWRDE'nin bu özelliği kullanılarak birinci kısma ait uyumlama yapılmıştır ve aşağıda ikinci şekilde devrenin uyumlandıktan sonraki hali ve üçüncü şekilde de uyumlanan devrenin S parametreleri verilmiştir.



Şekil : AWRDE'nin uyumlama özelliği



Şekil : Birinci kısmın uyumlandıktan sonraki hali



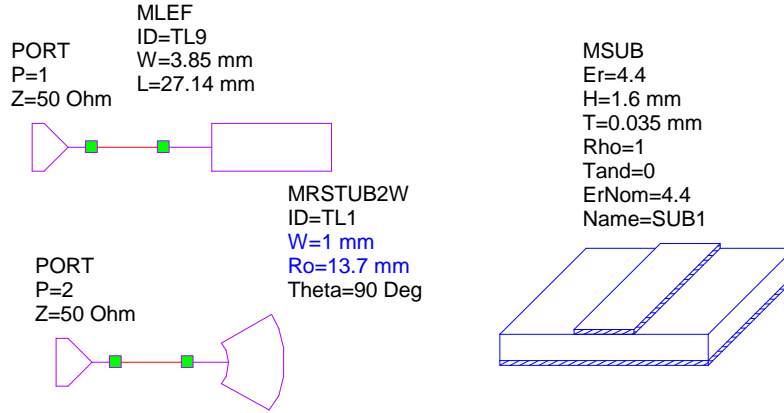
Şekil : Birinci kısmın uyumlandıktan sonraki S parametreleri

Yukarıda verilen son şekil incelendiğinde uydurum işleminin istenilen şekilde olduğu, $|S_{11}|$ ve $|S_{22}|$ parametrelerinin -10dB'den küçük hale geldiği görülmektedir. Uyumlama işlemi yapılırken aşağıdaki maddelere çok dikkat edilmiştir.

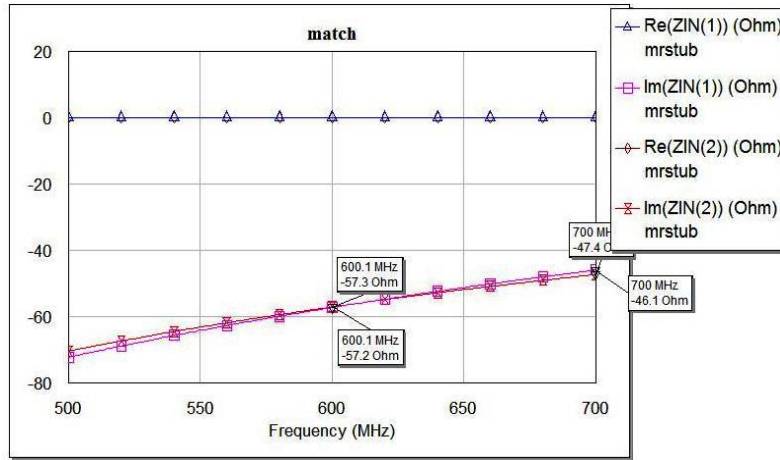
- Mikroşerit hatların kalınlıkları yani W'ları 0.5mm ile 5mm arasında olmalıdır. 0.5mm'den küçük olması üretim açısından zorluk yaratırken, 5mm'den büyük olması parazitik etkileri artırır. Bu nedenle hat kalınlıkları dikkatli seçilmelidir.
- Hat kalınlıkları seçilirken çok önemli olan bir nokta da transistorların giriş ve çıkışlarına bağlı hatların kalınlıklarının transistorun giriş çıkış bacaklarının kalınlıklarından küçük olmamasıdır. Eğer küçük olursa iletilen RF işaretin bir kısmı hatta girmeden kaybolabilir. Bu nedenle transistorların veri kağıtlarından bacak kalınlıklarına bakılıp bu bacaklara bağlanacak hatların kalınlıkları minimum transistorun bacak kalınlığı kadar olmalıdır.
- Mikroşerit hatların daha önceden de değinildiği gibi parazitik etkilerinden dolayı çok uzun olması istenmez. Uyumlama işleminde buna dikkat edilmelidir.
- S parametreleri herhangi bir hattın uzunluğu veya kalınlığına çok bağlı olmamalıdır. Örneğin herhangi bir hattın kalınlığı 0.1mm değiştirildiğinde S parametreleri çok fazla değişmemelidir. Çünkü baskı devre üretim ortamı tamamen ideal bir ortam değildir. Hatların kalınlıklarında uzunluklarında üretim sırasında meydana gelecek ufak değişimler olabilir. Devre bu ufak değişimlere toleranslı olmalıdır.
- Özellikle yan hat uzunlukları çok fazla olmamalıdır. Çünkü hat uzunluğu arttıkça endüktif etki gösterecektir. Yukarıdaki şekilden de görüldüğü üzere yan hatların uzunlukları biraz fazladır. Bu uzunluklar sorun yaratmayabilir. Ancak tasarımın daha iyi olması için bu hatlar yerine bölümün başında ayrıntılı olarak anlatılan çeyrek dalga yan hatları kullanılabilir.

Çeyrek dalga yan hattı AWRDE’de MRSTUB2W olarak geçer. MRSTUB2W’nin yarıçap (Ro), kalınlık (W) ve açı (Theta) parametreleri vardır. Açının 90° olması uygundur. AWRDE’de bir proje oluşturularak normal yan hattın yerine kullanılması gereken çeyrek dalga yan hattın boyutları hesaplanmıştır. Bu projede bir porta (port 1) normal yan hat diğer bir porta (port 2) çeyrek dalga yan hat bağlanmıştır. Önce port 1’in girişinden görülen empedansa bakılır. Sonra uyumlama işlemiyle çeyrek dalga yan hattın W ve Ro parametreleri için uyumlama yapılarak port 2’nin girişinden görülen empedans port 1’in girişinden görülen empedansa eşit yapılmaya çalışılır. Eşitleme sağlandığında elde edilen çeyrek dalga yan hat devrede normal yan hattın yerine kullanılabilir.

Aşağıda verilen ilk şekilde oluşturulan bu projeye ait devre şeması ve ikinci şekilde empedanslarda eşleme sağlanan bir ana ait giriş empedansı grafiği verilmiştir.

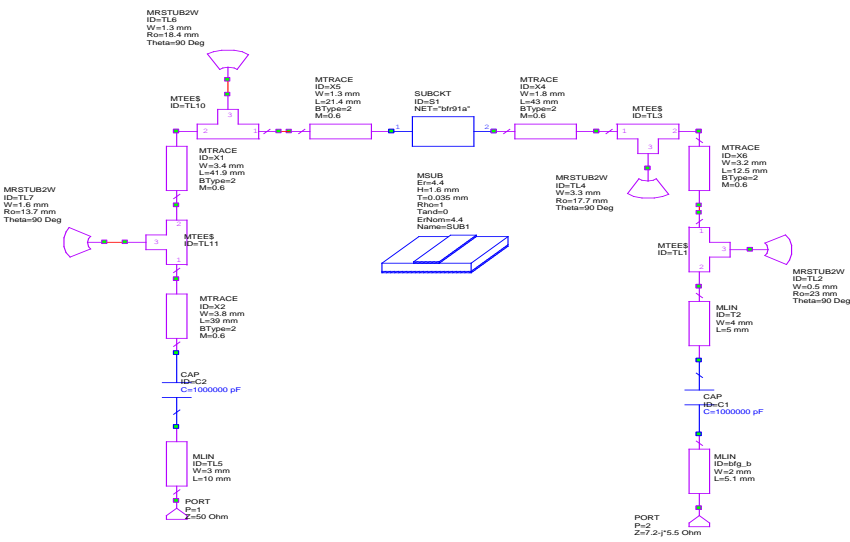


Şekil : MRSTUB2W uydurum projesine ait devre şeması



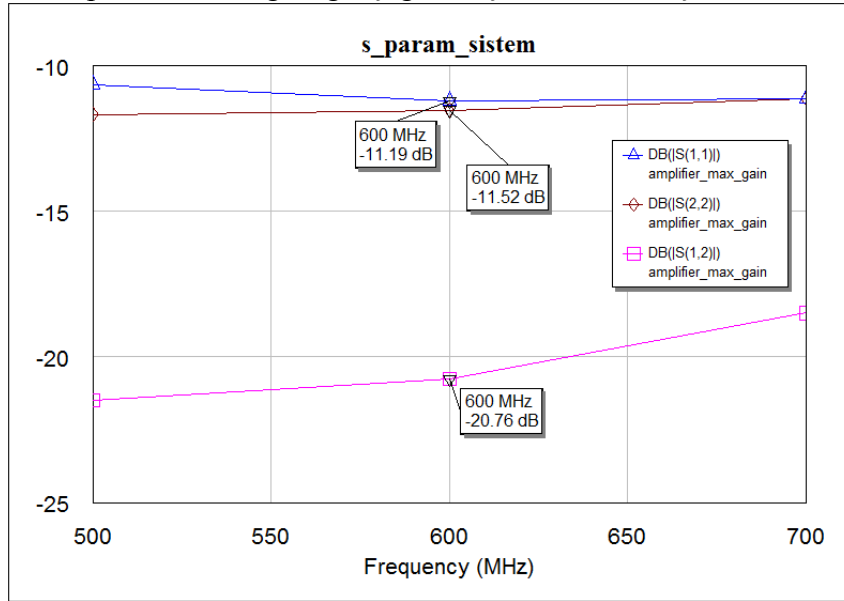
Şekil : MRSTUB2W uydurum projesine ait devre giriş empedansları grafiği

Yukarıdaki şekilde verilen birinci kısım için uyumlanmış olan uydurum devresindeki yan hatlar yerine yukarıda verilen projede hesaplanan MRSTUB2W elemanları kullanılmıştır. Ayrıca bu devreye daha önce bahsedildiği gibi DC yalıtım sağlayan büyük değerli kapasiteler (1uF’lık kapasite) eklenerek uydurum işlemi birinci kısım için bitilmiştir ve birinci kısmın son hali aşağıdaki şekilde verilmiştir.



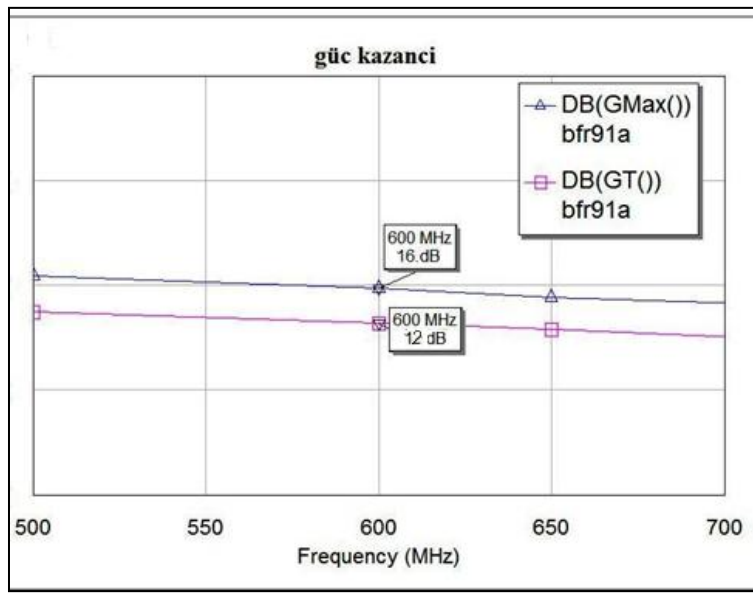
Şekil : Birinci kısma ait uydurum devresinin son hali

Yukarıda verilen devreye ait S parametreleri grafiği aşağıdaki şekilde verilmiştir.



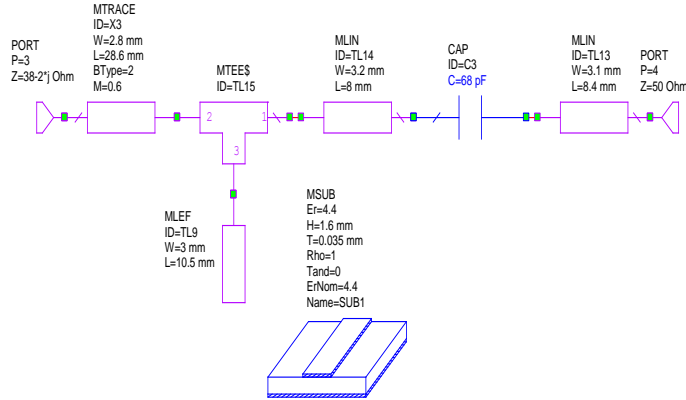
Şekil : Birinci kısma ait devrenin son halinin S parametreleri

Yukarıda verilen sonuçlar çok iyidir. $|S_{11}|$ ve $|S_{22}|$ parametreleri 500-700MHz frekans bandında -10dB'den küçüktür. Ayrıca bu uyulmaların maksimum güç için yapıldığı unutulmamalıdır. Aşağıda şekilde yukarıda verilen devreye ait AWRDE' de çizdirilen maksimum güç kazancı ve dönüştürücü güç kazancı grafiği verilmiştir. Bu grafikte BFR91A'nın maksimum güç kazancının 600MHz'de 16dB olduğu görülmektedir. Dönüştürücü güç kazancı ise maksimumdan biraz daha düşüktür ve 12dB'dir. Maksimum güç kazancı için tasarım yapılmasına rağmen G_T 'nin G_{MAX} 'tan küçük gelmesinin nedeni maksimum güç kazancı için yapılan eşlenik empedans uydurumlarının tek bir frekans için (600MHz) yapıyor olmasıdır. Yapılan empedans uydurmasının 500-700MHz bandında çalışabilmesi için yapılan uyumlama işlemleri daha önce de değinildiği gibi elde edilebilecek güç kazancını düşürmektedir. Ancak bu çalışma bant genişliğinin sağlanması için güç kazancındaki bu düşüş göz yumulmaktadır.

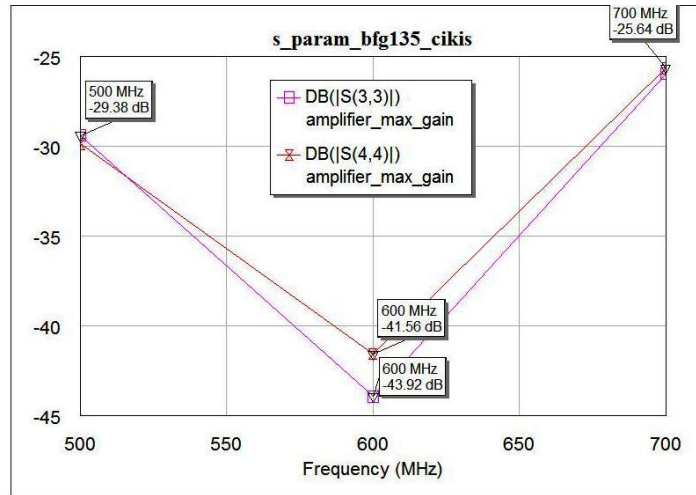


Şekil : Birinci kısma ait güç kazancı grafiği

İkinci kısma ait uydurum devresi bölüm 2.5.2.2’de BFG135’in çıkışını 50ohm’a uyduran devredir. Bu devreye daha önce bahsedilen uyumlama işlemleri dikkat edilecek konular göz önünde bulundurularak devre 500-700MHz arasında istenilen şekilde çalışacak hale getirilmiştir. Ayrıca devrenin DC yalıtım kapasitesi de eklenerek ikinci kısma ait devre de son haline getirilmiştir. Burada kullanılan kapasitenin değeri uyumlama işlemi sırasında 68pF olarak elde edilmiştir ki bu değerli bir kapasite aynı zamanda da DC yalıtım sağlar. İkinci kısma ait uyumlaması yapılan devrenin son hali aşağıda ilk şekilde ve bu devreye ait AWRDE’de çizdirilen S parametreleri grafiği de ikinci şekilde verilmiştir.



Şekil : İkinci kısma ait uydurum devresinin son hali



Şekil : İkinci kısma ait devrenin son halinin S parametreleri

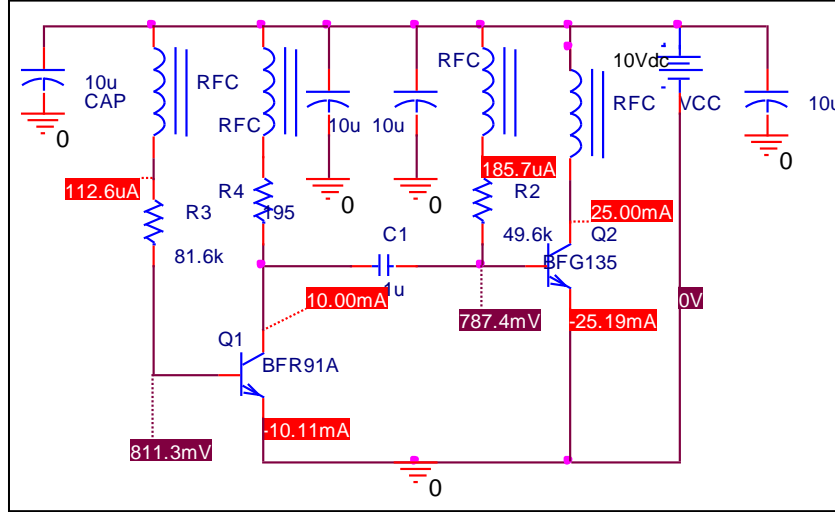
Yukarıda verilen sonuçlar da çok iyidir. $|S_{11}|$ ve $|S_{22}|$ parametreleri 500-700MHz frekans bandında -10dB'den baya bir küçük çıkmıştır. Bu kat içinde kazanca bakılmalıdır. Ancak BFG135 için S parametreleri kullanılmadığından kazanç ölçülememektedir. BFG135'in veri kağıdı incelendiğinde güç kazancının 500MHz'de 16dB, 800MHz'de 12dB olduğu görülmektedir. Bu verilerden yola çıkılarak BFG135'ten 500-700MHz çalışma bandında 13dB civarı bir güç kazancı beklenmektedir.

2.5.3. DC Kutuplama Devreleri

Son olarak transistorların kutuplama devreleri tasarlanmalıdır. Bu projede tasarlanan UHF güç kuvvetlendiricisinin kutuplamaları A sınıfı yapılmıştır. Çünkü bu projede tasarlanan kuvvetlendiricinin çıkışındaki işaretin girişindeki işarete benzemesi ve distorsiyonun küçük olması amaçlanmaktadır. Transistorların girişleri bazları, çıkışları ise kolektörleridir, yani ortak emetörlü yapılandırma kullanılmıştır.

BFR91A için $V_{CE}=8V$ ve $I_C=10mA$, BFG135 için $V_{CE}=10V$ ve $I_C=25mA$ alınmıştır. Her iki transistorun besleme gerilimi 10V olacaktır. Dolayısıyla BFR91A'nın kolektöründe direnç kullanılmalıdır. BFG135'in kolektöründe ise sadece RF bobin kullanmak yeterli olacaktır. RF bobin yüksek frekanslar uygulamalarında DC işaret ile RF işaretin yalıtımını sağlamak amacıyla kutuplama çok sık kullanılır. Transistorların bazlarında da birer direnç kullanılarak V_{BE} gerilimleri uygun değerlere getirilir.

Transistorların kutuplama devreleri PSpice 9.2 programında yapılmıştır. Aşağıda verilen şekilde kutuplama devreleri gerilim ve akım değerleri ile kullanılan devre elemanı değerleri mevcuttur. Yukarıda bahsedilen nedenden dolayı transistorların baz ve kolektörlerinde RF bobinler kullanılmıştır. Ayrıca iki transistor arasında DC yalıtım için de 1u'luk kapasite kullanılmıştır. Ayrıca kaçak işaretlerin toprağa gitmesini sağlamak amacıyla devrenin besleme gerilimine bağlandığı noktalara yüksek değerli topraklama kapasiteleri bağlanmıştır.



Şekil : UHF güç kuvvetlendiricisi Kutuplama Devresi

Kutuplamada kullanılan yukarıdaki direnç değerleri standart değerler değildir. Dolayısıyla bu dirençlere en yakın standart değerler seçilip yanlarına seri olarak ayarlı direnç bağlanıp bu değerler elde edilir.

Örneğin $R_2=49.6k$ 'dir. Bu direnç değeri bir tane 47k'lık standart dirençle ve bu dirence seri bağlı 10k'lık bir yaralı direnç kullanılarak elde edilebilir.

2.5.4. UHF güç kuvvetlendiricisi Baskı Devresi Tasarımı

Kutuplama devresi de tasarlandıktan sonra UHF güç kuvvetlendiricisinin tasarımı bitmiştir. Bu aşamada devrenin baskıya hazırlanması gerekmektedir.

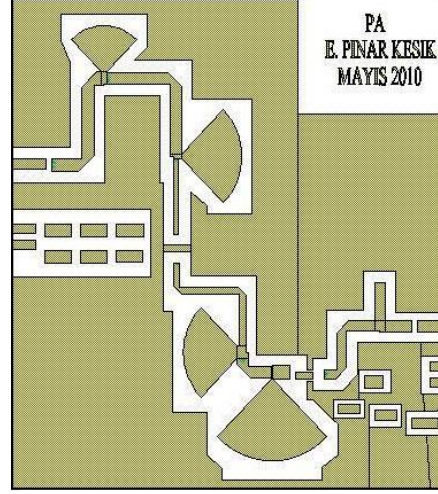
AWRDE'de devre şematik olarak tasarlandıktan sonra devrenin serimi de hazırlanıp baskıya yollanacak olan .ger uzantılı dosya oluşturulabilmektedir.

Devrenin serimi hazırlanırken aşağıdaki hususlara çok dikkat edilmelidir:

- Uzun olan mikroşerit hatlar bükülerek daha az yer kaplayacak hale getirilmelidir.
- Devrenin giriş portuyla çıkış portu birbirinden olabildiğince uzak tutularak iki port arasındaki yalıtım sağlanmalıdır.

- İletim hattıyla toprak hat arasında yaklaşık 3mm kadar bir boşluk olmalıdır.
- Devrenin kutuplama elemanlarının lehimleneceği kısımlar tasarlanmalıdır.
- Hatlar arasına yerleştirilecek olan kapasite ve transistorların boyutlarına göre hatlar arsında bopluk bırakılmalıdır. Bu tasarımda hatlar arasında kullanılan kapasiteler 0603 kılıftır ve 0603 kılıf standardında kapasitenin boyu 1.6mm'dir, dolayısıyla hatlar arasında da kapasiteler için 1.6mm'lik boşluk bırakılmıştır. Aynı ayarlamalar transistorların veri kağıtlarından elde edilen boyutları göz önüne alınarak gereken boşluklar bırakılmıştır.
- Devrenin baskı çizimi bittikten sonra gerçek boyutlarıyla bir çıktı alınıp devre elemanları üzerine yerleştirilerek kontrolü yapıldıktan sonra baskıya yollamak amacıyla .ger dosyası oluşturulmuştur.

Tüm bu adımlar yapıldıktan sonra tasarlanan UHF güç kuvvetlendiricisinin baskıya yollanan serimi aşağıda şekilde verilmiştir.



Şekil : UHF güç kuvvetlendiricisi baskı devre tasarımı

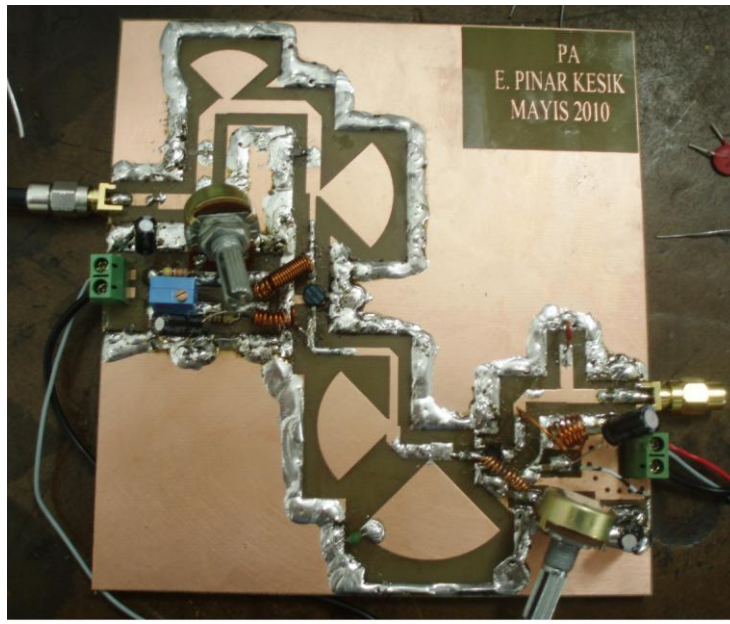
3. TESTLER VE SONUÇLAR

Devre kartı baskıdan geldikten sonra devrenin topraklama işlemi halledilip devre elemanları karta lehimlenmiştir.

BFR91A ve BFG135 transistorlarının kutuplama akım ve gerilimleri multimetre kontrolünde ayarlandıktan sonra network analizörle S parametresi ölçümü ve spektrum analizörle çıkış gücü ölçümü yapabilmek için devreye giriş ve çıkış portları takılmıştır.

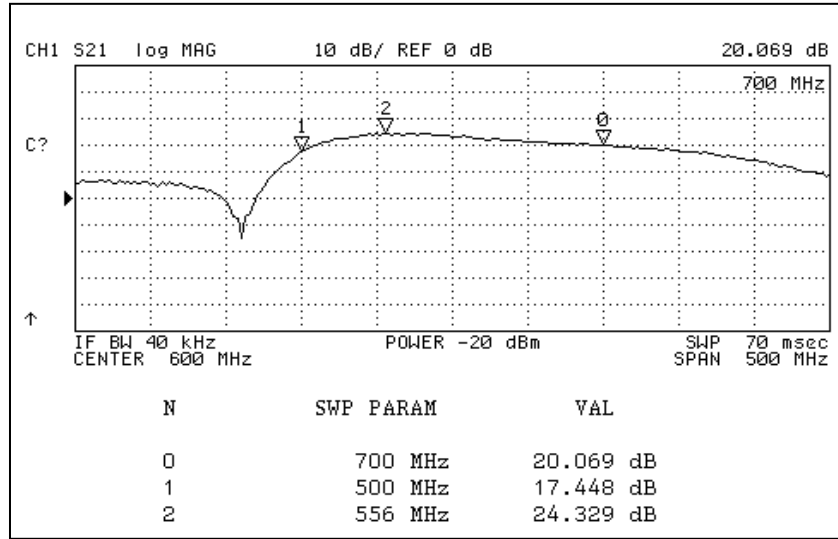
Network analizörün kalibrasyonu yapıldıktan sonra devre analizöre bağlanmış ve S parametresi ölçümleri yapılmıştır.

Ölçümler sırasında ekranda görülen gürültü vs istenmeyen işaretleri bastırmak için devrenin beslemesine 1uF, 10uF gibi yüksek değerli kapasiteler atılmıştır. Ayrıca S parametrelerini de iyileştirmek için devre mikroşerit hattı üzerinde 1pF ile 1uF arasında değişik değerlerde kapasiteler gezdirilmiş ve iyileştirme sağlayan kapasiteler iyileştirme sağladığı noktaya lehimlenmiştir.



Şekil : UHF güç kuvvetlendiricisi

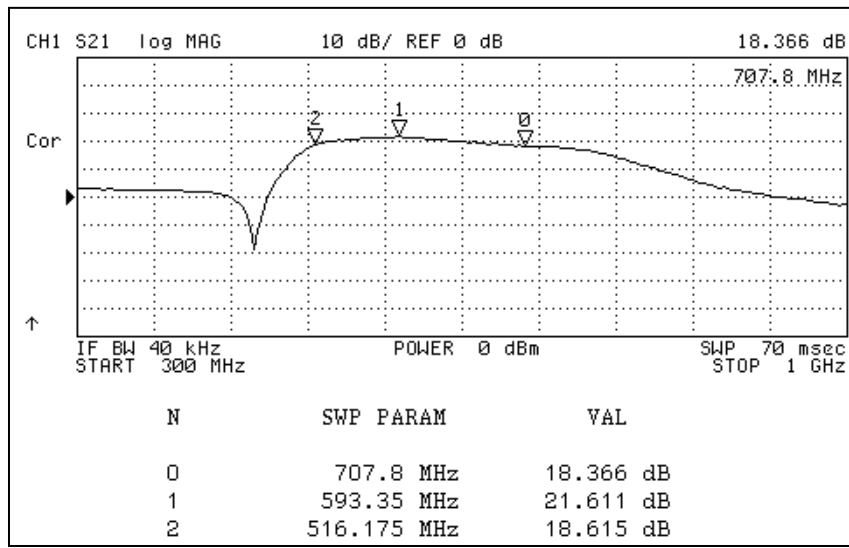
Yukarıda şekilde yapılan tüm iyileştirme işlemleri bittikten sonraki UHF güç kuvvetlendiricisinin son hali verilmiştir. Devrenin network analizörde kaynak gücü -20dBm iken ölçülen S21 parametresine ait görüntü aşağıda şekilde verilmiştir.



Şekil : Kaynak gücü -20dBm için S21 ölçüm sonucu

Yukarıda verilen bu sonuca göre tasarlanan güç kuvvetlendiricisi 500-700MHz bandında oldukça düzgün bir güç kazancına sahiptir yani lineerliği oldukça iyidir. Bu bantta minimum güç kazancı 17.448dB iken maksimum güç kazancı 24.339dB'dir. Bu kazanç değeri tasarım sırasında 23dB olarak öngörülmüştü. Dolayısıyla elde edilen bu sonuç teoriyi destekler niteliktedir.

Aynı ölçüm bir de kaynak gücü 0dBm iken yapılmıştır. Bu ölçüm sonucu aşağıda şekilde verilmiştir. Verilen bu sonuç incelendiğinde kaynağın gücü arttıkça güç kuvvetlendiricisinin kazancının düştüğünü gösterir. Bu beklenen bir sonuçtur, çünkü a sınıfında verim %25 civarındadır. Dolayısıyla besleme gerilimi 10V, akan akımların 10mA ve 25mA olduğu bir devrede çıkış gücünün yüksek olması beklenemez.



Şekil : Kaynak gücü 0dBm için S21 ölçüm sonucu

Burada maksimum güç kazancı 21.611dB olarak ölçülmüştür. Bu durumda çıkış gücü dB ve dBm olarak aşağıdaki formüllerden hesaplanabilir:

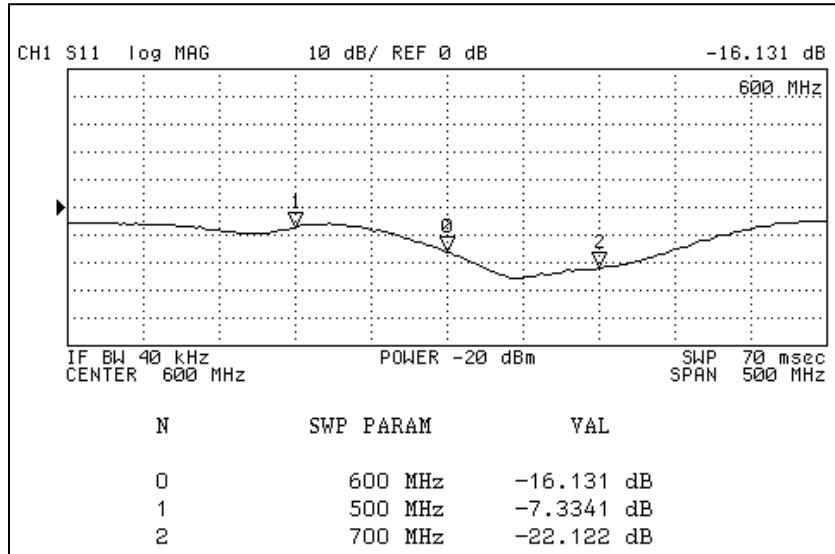
$$P[\text{dB}] = 10 \log P[\text{watt}]$$

$$P[\text{dBm}] = 10 \log(P[\text{watt}]/10^{-3})$$

Bu formüllerden giriş gücü 1mW=0dBm için çıkış gücünü yaklaşık 150mW=21.6dBm olduğu hesaplanmaktadır.

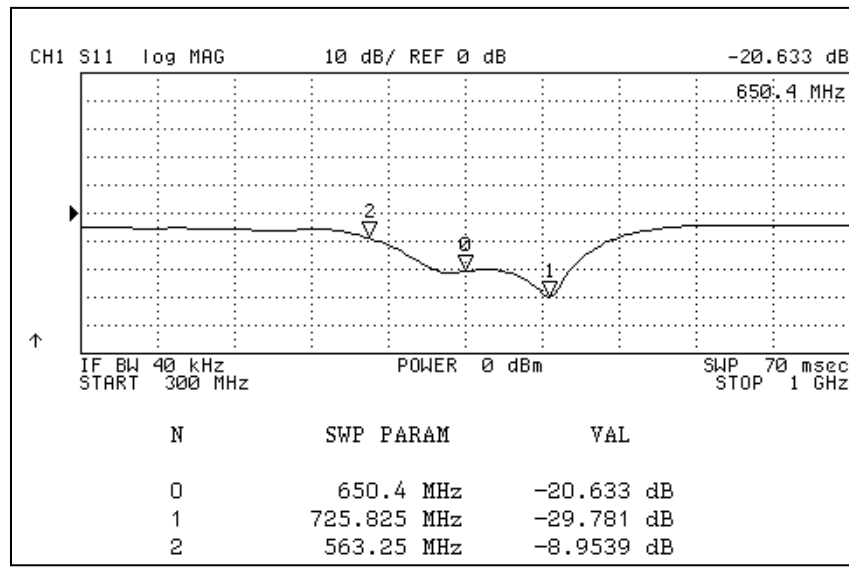
Günümüzde düşük güçlerle sürülen birçok uygulama olduğu düşünüldüğünde tasarlanan bu güç kuvvetlendiricisinin de böyle bir uygulamada kullanılabilir olduğu görülecektir.

Aşağıda şekilde kaynak gücü -20dBm iken S11 parametresine ait network analizör ölçüm sonucu verilmiştir. Verilen bu şekilden açıkça görülmektedir ki 1.porttan yansıma oldukça iyi bir değerdedir. $|S_{11}| < -10\text{dB}$ olması istenir ki tasarlanan bu güç kuvvetlendiricisi için geniş bir aralıkta bu sağlanmış hatta -22dB 'lere kadar da inmiştir. 500MHz civarında bu değer -7.3dB'lere gelmiş olsa da merkez frekansının 600MHz olması nedeniyle bu değer büyük bir sorun yaratmayacaktır.



Şekil : Kaynak gücü -20dBm için S11 ölçüm sonucu

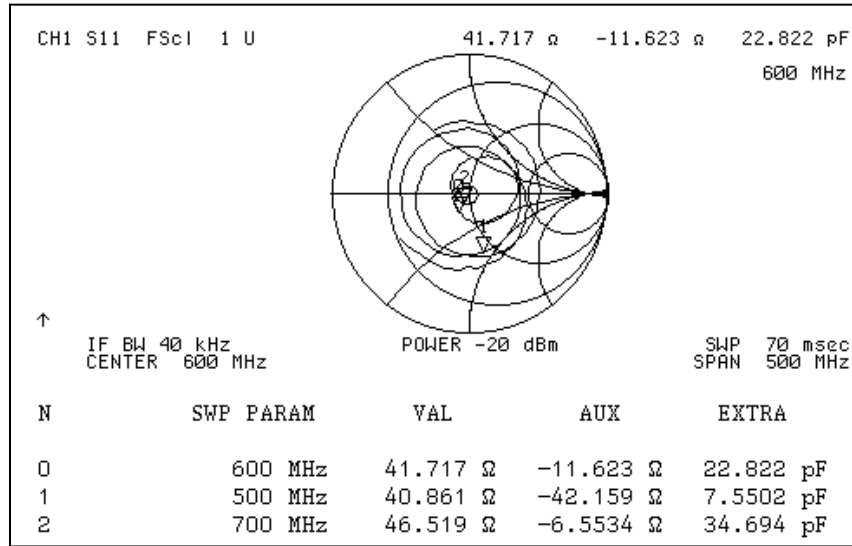
Aşağıdaki şekilde ise kaynak gücü 0dBm iken S11 parametresine ait ölçüm sonucu verilmiştir.



Şekil : Kaynak gücü 0dBm için S11 ölçüm sonucu

Bu iki şekil karşılaştırıldığında kaynak gücü -20dBm için S11 parametrelerinin daha düşük olduğu yani 1. porttan yansımının daha az olduğu anlaşılmaktadır. Bu da beklenen bir sonuçtur. Çünkü yansıma daha az olduğunda teorik olarak kazanç daha fazla olmalıdır. Zaten de -20dBm için kazanç daha fazla gelmiştir.

Kullanılan network analizörün simit abağı gösterimi de vardır. Aşağıda şekilde kaynak gerilimi -20dBm için S11 parametresine ait simit abağı gösterimi verilmiştir.

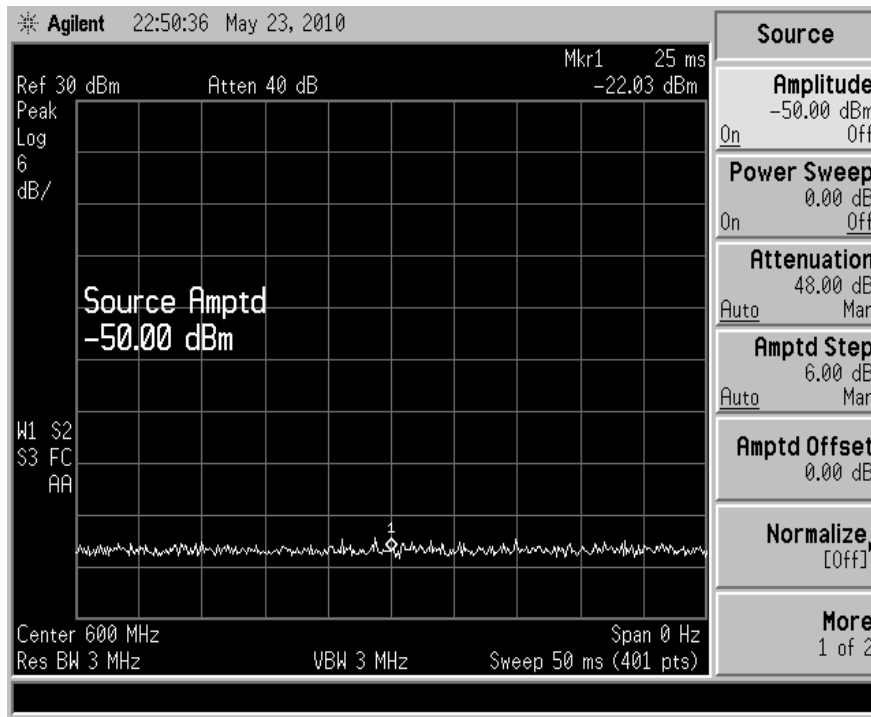


Şekil : Kaynak gücü -20dBm için S11 ölçüm sonucu (simit abağı gösterimi)

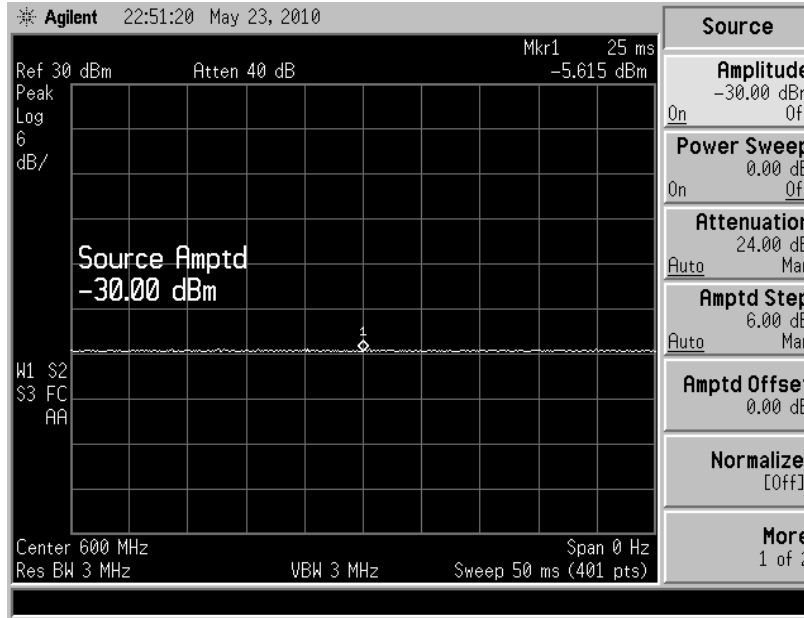
Ayrıca yine aynı network analizörün S parametrelerini dosya olarak kaydetme özelliği de vardır. Eğer bir transistor modellenmek isteniyor ancak S parametreleri bulunamıyorsa bir network analizörle ölçülüp S parametreleri alınabilir.

Ölçümlerde kullanılan network analizörün maksimum çıkış gücü 30dBm'di. Ölçüm cihazına zarar vermemek için cihazın 2. portuna 40dB zayıflatıcı takılmıştır. Bu nedenle S22 ve S12 parametrelerine ait görüntüler anlamsız olduğundan burada verilmemiştir. Ancak kalibrasyon işlemi 40dB zayıflatıcı varken yapıldığından S21 ölçümlerine bir etkisi olmamıştır.

Bu aşamada UHF güç kuvvetlendiricisinin network analizör ölçümleri bitmiştir ve devre spektrum analizöre bağlanarak çıkış gücü ölçümü yapılmıştır. Kullanılan spektrum analizöründe maksimum çıkış gücü 30dBm'di. Bu nedenle ölçümler sırasında cihaz zarar görmesin diye yine cihazın 2. portuna 40dB zayıflatıcı takılmıştır. Devrenin merkez frekansı 600MHz'e ayarlanarak girişine -50dBm'den başlanarak ve kaynağın gücü her seferinde 1dB artırılarak çıkış gücü ölçülmüştür. Bu ölçümle hem devrenin lineerliğine bakılmış hem de 1dB bastırma noktası tespit edilmiştir. Aşağıda şekillerde farklı giriş güçleri için çıkış güçlerinin olduğu spektrum analizör görüntüleri vardır.

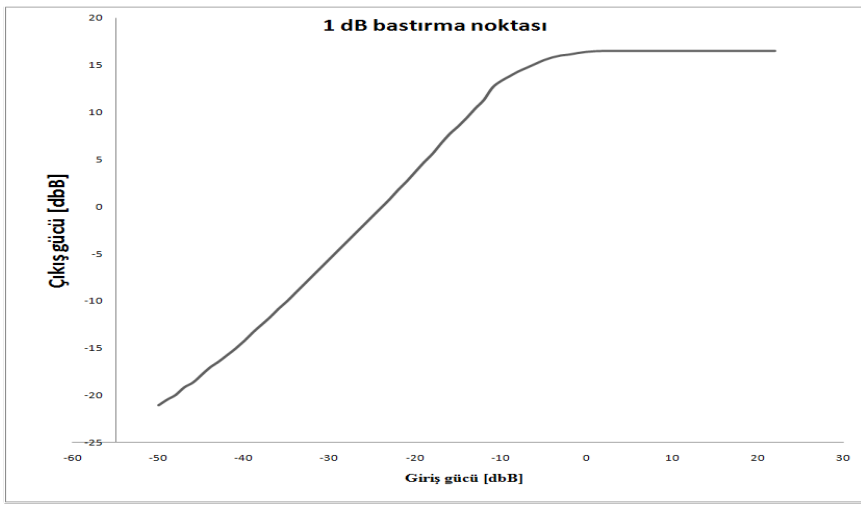


Şekil : Giriş gücü -50dBm iken elde edilen çıkış gücü



Şekil : Giriş gücü -30dBm iken elde edilen çıkış gücü

Bu şekilde ölçümler yapılmış ve her bir ölçüm sonucu kaydedilerek aşağıda şekilde verilen 1dB bastırma noktası grafiği elde edilmiştir.



Şekil : 1dB bastırma noktası

Yukarıda da görüldüğü gibi tasarlanan UHF güç kuvvetlendiricisi oldukça doğrusal bir çalışmaya sahiptir. Giriş gücü yaklaşık -4dB'ye geldikten sonra giriş gücü 1dB artırılsa da çıkış gücünün değişmediği görülmüştür. Bu 1dB bastırma noktasına gelindiği anlamındadır. Dolayısıyla UHF güç kuvvetlendiricisi giriş 1dB bastırma noktası -4dBm, çıkış 1dB bastırma noktası ise yaklaşık 15.8dBm'dir.

UHF güç kuvvetlendiricisi ölçümleri sırasında kullanılan cihazlara ait fotoğraflar EK A'da verilmiştir.

Bu projede tasarlanan UHF güç kuvvetlendiricisi için yapılan kuramsal hesaplar, AWRDE programında yapılan tasarımlar ve benzetimler ile devre baskıdan geldikten sonra network ve spektrum analizörle yapılan ölçümler birbirini destekler niteliktedir. Ufak farklılıkların olması gayet açıktır ki gerçek hayatta hiçbir şey ideal olmadığından uygulamada ne teorik hesaplara aynen ulaşılabilir ne de bilgisayar destekli programlardaki benzetim sonuçlarına. Özellikle yüksek frekans uygulamalarında tasarım boyutlarının 1mm bile oynaması sonuçları çok fazla değiştirebilirken bu neredeyse imkansızdır.

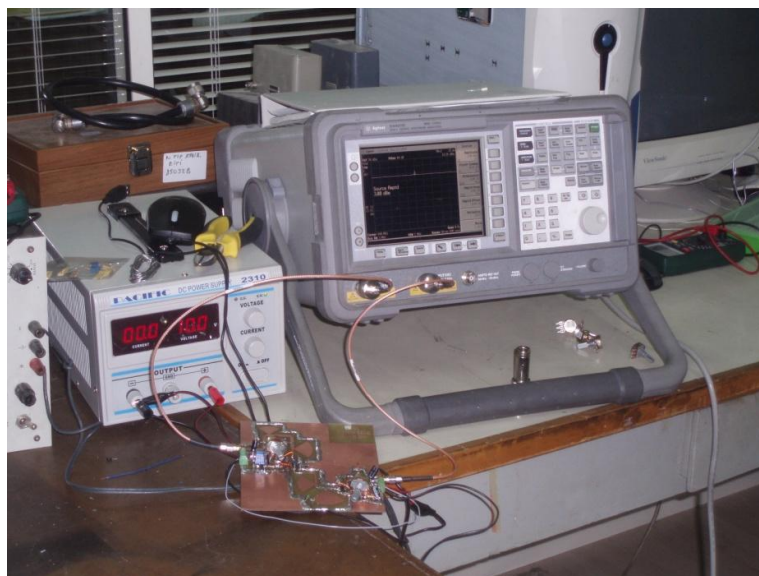
Sonuç olarak bu projede tasarlanan ve gerçekleştirilen UHF güç kuvvetlendiricisi amaçlandığı gibi 500MHz ile 700MHz arasında oldukça doğrusal çalışmakta ve -20dBm giriş gücü için yaklaşık 25dB güç kazancı sağlamaktadır. Düşük güçle çalışan birçok sistemde tasarlanan bu iki katlı güç kuvvetlendiricisi iyi bir performansla çalışacak ve girişine gelen işareti yaklaşık 25dB kuvvetlendirerek çıkışına çok az bir distorsiyonla iletacaktır. Birçok elektronik sistemde güç kuvvetlendiricisine ihtiyaç duyulduğu düşünülürse bu projede gerçekleştirilen güç kuvvetlendiricisinin de hem maliyetinin çok yüksek olmaması hem de istenen bantta gayet düzgün çalışması nedeniyle kullanılabilirliğinin ne kadar yüksek olduğu anlaşılacaktır. Bundan sonraki çalışmalarda daha yüksek kazançlı, daha yüksek çıkış güçlü ve daha geniş bantlı güç kuvvetlendiricileri yapmak amaçlanmaktadır.

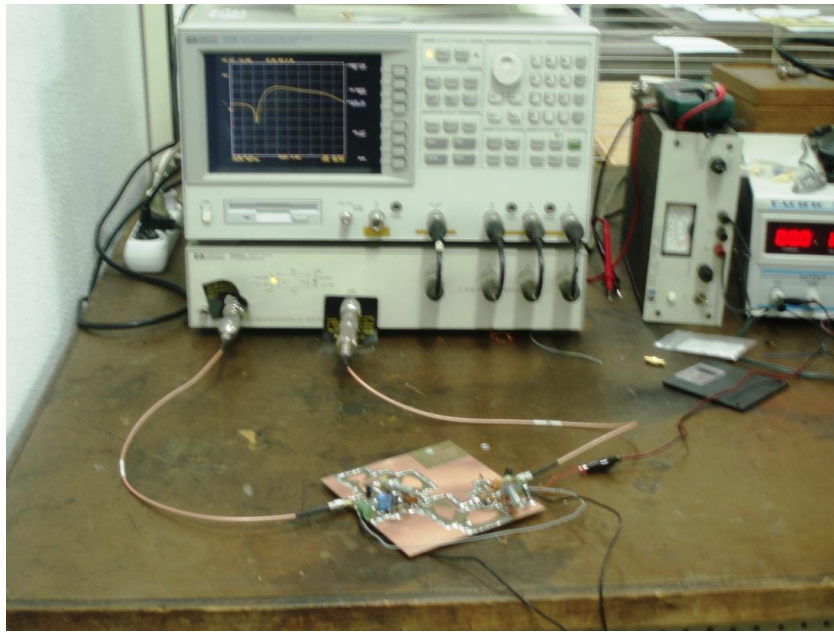
KAYNAKLAR

- [1] **Türköz, M.S.**, 2006. Elektronik. Birsen Yayinevi, İstanbul.
- [2] **Smith, J. R.**, 1998. Modern Communication Circuits, Mcgraw-Hill. New York.
- [3] **Azam, S.**, 2009. Microwa ve Power Devices and Amplifiers for Radars and Communication Systems. Linköping Studies in Science and Technology Dissertation No. 1265, Linköping University, Linköping.
- [4] **Pozar, D. M.**, 2005. Microwave Engineering Third Edition. John Wiley & Sons, Inc., United States of America.
- [5] **Ludwig, R. and Bretchko, P.**, 2000. RF Circuit Design. Prentice-Hall, Inc., United States of America.
- [6] URL-1 <http://www.amanogawa.com/archive/SingleStub/SingleStub-2.html>, alındığı tarih 21.05.2010
- [7] **Gonzalez, G.**, 1997, Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design Second Edition. Prentice-Hall, Inc., Upper Saddle River.
- [8] **Misra, D.K.**, 2001. Radio-Frequency and Microwave Communication Circuits Analysis and Design. John Wiley & Sons, Inc., New York.
- [9] **Mongia, R., Bahl, I. and Bhartia, P.**, 1999. RF and Microwave Coupled-Line Circuits. Artech House Boston, London.
- [10] **Edwards, T.C., Steer, M.B.**, 2000. Foundations of Interconnect and Microstrip Design Third Edition. John Wiley & Sons, Inc., England.
- [11] **Jose, S.**, 2004. Design of RF CMOS Power Amplifier for UWB Applications, Master Thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University. Electrical Engineering Faculty, Virginia.
- [12] **Khilla, A.M.**, 1991. Novel broadband linearizers and their application in power amplifiers for satellite transponders and ground stations. 2nd European Conf. On Satellite Comm., pp.229.
- [13] **Schiek, B. And Kohler, J.**, 1997. A method for broad-band matching of microstrip differential phase Shifters. IEEE Trans. On Microwave Theory Tech., v01.m-25, pp.666.
- [14] **Aflaki, P., Negra, R., Ghannouchi, F.M.**, 2008. Enhanced architecture for microwave currentmode class-D amplifiers applied to the design of an S-band GaN-based power amplifier. IET Microw. Antennas Propag., 2009, Vol. 3, Iss. 6, pp. 997–1006
- [15] **Kotzebueand, K.L., Ehlers, E.R.**, 1979. Design technique for broadband microwave transistor power amplifiers. Microwaves, Optics and Acoustics, Vol. 3, No. 3.
- [16] **Sorrentino, R., Fellow and Roselli, L.**, 1992. A New Simde and Accurate Formula for Microstrip Radial Stub. IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 2, No. 12.
- [17] **Rahola, J.**, 2008. Power Waves and Conjugate Matching. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, Vol. 55, No. 1.
- [18] **Yaran, Ş., Altınsoy, İ., Celep, M. Ve Hayırlı, C.**, 1999. S-Parametre Ölçümleri. TMMOB Makine Mühendisleri Odası Eskişehir Şubesi 3. Ulusal Ölçübilim Kongresi.
- [19] **Matthaci, G., Young, L. And Jones, E.M.T.**, 1980. Microwav Filters , Impedance Matching Networks and Coupling Structures. Artech House, Inc., Dedham, M.A.
- [20] **Carson, R.S.**, 1975. High-Frequency Amplifiers. Wiley-Interscience, New York.
- [21] **Besser, L.**, 1980. Microwave Circuit Design. Electronic Engineering.
- [22] **Bahl, I.J. and Tivedi, D.K.**, 1977. A Designer's Guide to Microstrip Line. Microwaves.

EKLER

EK A





ÖZGEÇMİŞ

Elif Pınar KESİK, 10.08.1988 tarihinde Erzincan'ın Refahiye ilçesinde doğdu. 1995 yılında bu ilçede ilkokula başladı. Ortaokulu İstanbul Eczacıbaşı İlköğretim Okulu'nda tamamladıktan sonra, 2002 yılında İstanbul Köy Hizmetleri Anadolu Lisesi'nden mezun oldu. 2006 yılında İstanbul Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Fakültesi Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde lisans öğrenimine başladı ve şu an son sınıf öğrencisi olarak lisans öğrenimine devam etmektedir.