

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK FAKÜLTESİ

YÜKSEK GÜÇ RF
GÜÇ BİRLEŞTİRİCİLERİ VE BÖLÜCÜLERİ

BİTİRME ÖDEVİ

BİLGİN KIZILTAŞ

040050365

Bölümü: Elektronik Mühendisliği

Tez Danışmanı: Öğr. Gör. Rıza Can Tarcan

MAYIS 2010

ÖNSÖZ

Çalışmamın başından sonuna kadar bana bilgi ve deneyimlerini aktaran ve beni doğru şekilde yönlendirerek büyük yardımı dokunan değerli hocalarım **Öğr. Gör. Bülent YAĞCI**'ya, **Yük. Müh. Osman CEYLAN**'a ve **Öğr. Gör. Rıza Can TARCAN**'a teşekkür ederim.

RF mühendisliği alanında kuramsal yönden gelişmemde büyük pay sahibi **Prof. Dr. Osman PALAMUTÇUOĞULLARI**'na teşekkürü bir borç bilirim.

Tez süreci boyunca destek veren ve bu çalışmamda bana çok yardımcı olan ONAİR MEDYA'dan **Lütfi AYSAN**'a teşekkür ederim.

Mühendis bakış açısına sahip olmamda büyük emeği geçen LTI Drives'tan yüksek mühendis **Tayfun ÖZGEN**'e, ASELSAN'dan **Ahmet DÖNMEZ**'e ve **Bülent AY** 'a teşekkürü borç bilirim.

Bugünlere gelmemde büyük emek sahibi olan öğrenim hayatımdaki tüm hocalarım başta olmak üzere üzerimde emeği geçen herkese teşekkür ederim.

İTÜ RF Laboratuvarı'nın tüm çalışanlarına gönülden teşekkür ederim.

Bugünlere gelmemde en büyük payın sahibi olan aileme çok teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

ÖZET

ABSTRACT

1. GİRİŞ	1
2. WILKINSON GÜÇ BÖLÜCÜ/BİRLEŞTİRİCİ.....	5
2.1 EŞİT ÇIKIŞ GÜÇLERİNE BÖLME	5
2.2 DENGELEME	HATA! YER İŞARETİ TANIMLANMAMIŞ.
2.3 EŞİT OLMAYAN ÇIKIŞ GÜÇLERİNE BÖLME	HATA! YER İŞARETİ TANIMLANMAMIŞ.
2.4 ÇOK KATLI TASARIM.....	24
2.5 ÇOK KANALLI TASARIM	41
2.6 BELİRLİ BİR YALITIM DEĞERİNE GÖRE TASARIM	48
3. GYSEL GÜÇ BÖLÜCÜ/BİRLEŞTİRİCİ	51
3.1 GİRİŞ	51
3.2 88-108 MHz GYSEL ÜÇ YOLLU GÜÇ BÖLÜCÜ/BİRLEŞTİRİCİ TASARIMI	54
4. SONUÇ.....	62

KAYNAKLAR

ÖZGEÇMİŞ

ÖZET

Yüksek güç RF güç birleştirici ve bölücüleri konulu bu çalışmada, öncelikle RF güç bölücü ve birleştiriciler ile ilgili genel bilgi verilmiştir. Bu kapsamda konuyla ilgili temel terimler açıklanmış ve değişik tipte güç bölücü ve birleştirici yapılarının sınıflandırılmasından bahsedilmiştir. Güç bölücü ve birleştiricilerin tasarım sürecinden bahsedilmiş ve değişik tipte güç bölücü ve birleştirici yapıları, bant genişliği, güç bölümü, güç tutma sınırı, kayıp, yalıtım, gerilim duran dalga oranı, uyumluluk, faz dengesi ve boyut bakımından karşılaştırılmış ve böylece çalışmada neden Wilkinson ve Gysel güç bölücü ve birleştirici yapılarının irdelendiği gösterilmiştir.

Sonrasında yüksek güç uygulamalarında sıklıkla kullanılan Wilkinson güç bölücü/birleştirici yapısı için eşit çıkış güçlerine bölme, dengeleme, eşit olmayan çıkış güçlerine bölme, çok katlı tasarım, çok kanallı tasarım ve istenen belirli bir yalıtım değerine göre tasarım konularında kuramsal bilgiler verilmiştir. Çok katlı tasarım ve çok kanallı tasarım konularında MWO benzetim ortamında benzetimler yapılarak gerek kuramsal bilgilerin doğruluğu araştırılmış gerekse yeni gözlem sonuçlarına ulaşılmıştır.

Daha sonra, daha yüksek güçlerde kullanılabilen Gysel güç birleştirici ve bölücü yapısı hakkında öncelikle genel bilgi verilmiştir. Daha sonra bu bitirme çalışmasının ereği olan 88-108 MHz Gysel eşit üçe bölme yapısının MWO benzetim ortamında tasarımı ve basılan devrenin kuruluşu anlatılmış ve gerçek ortam sonuçları yorumlanmıştır.

Çalışma sonucunda 88-108 MHz Gysel eşit üçe bölme devresi yüzde seksen sekiz güç çevirme oranı ve bu frekans bandında istenen yalıtım değerleri başarılarak elde edilmiştir.

ABSTRACT

Primarily, the general information about RF power divider and combiner is given in this thesis, which is about high power RF power dividers and combiners. In this part general terms about the subject are defined and classification of different types of RF power dividers and combiners is introduced. Then, design process of power dividers and combiners is explained and different types of power dividers are compared between them taking their bandwidth, power division, power handling capacity, usage in application for balanced amplifiers, loss, isolation, voltage standing wave ratio, matching, phase balance and amplitude balance properties into account and in this manner why Wilkinson and Gysel power divider/combiner topologies are investigated in this study is shown.

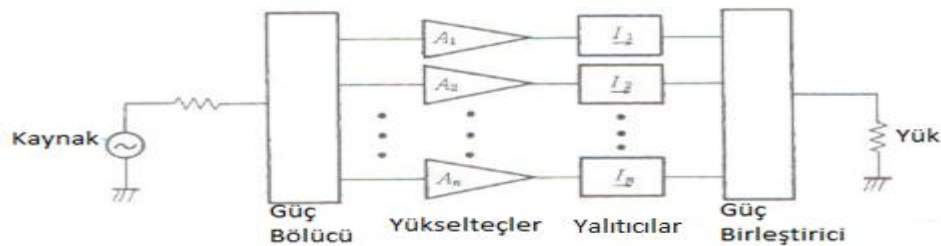
Later, Wilkinson power divider/ combiner topology is investigated in depth. In this section theoretical information about equal power division, compensation, unequal power division, multistage design, multi section design and design according to a specified isolation is given and both accuracy of the theoretical information about multistage and multi section circuits are investigated and a new research is done by simulations in MWO design environment.

In the next stage, general information about Gysel power divider/combiner topology is given. Finally, 88-108 MHz Gysel equal, three way power divider is simulated in MWO design environment and set up of the printed circuit is explained and practical results are commented.

1. GİRİŞ

İyi bir RF tümleşik devre tasarımı için tutulacak yolu belirlerken çeşitli RF ve mikrodalga güç bölücü ve birleştirici yapılarını anlamak önemlidir. Güç bölücü ve birleştiricilerin tasarım sürecinin eniyilenmesi gereksiz harcamaları ve tasarım yinelemelerini azaltarak tasarımcıya ürünün niteliğini arttırmak için zaman kazandırabilir. Tasarım süreci, bölücü/birleştirici gereksinimlerinin irdelenmesinden son ürünün belgelenmesine, elektriksel başarımlar, boyut ve gider gibi etkenlerin dengelenmesi ve takasına kadar pek çok süreci içerir [1].

Güç bölücü ve birleştiriciler, baz merkezlerinde, kablosuz haberleşme düzeneklerinde, işaret işleme uygulamalarında ve RF ve mikrodalga tümleşik devrelerinde zayıflatıcı, faz kaydırıcı, karıştırıcı, yükseltici, kipleyci (modülatör), yüksek güç vericisi duyarga (anten) dizgelerinde yayın biçimleme (beam-forming) devrelerinin parçaları olarak kullanılırlar. Şekil 1’de RF güç bölücü ve birleştiricilerin bir yüksek güç kuvvetlendirici devresinin alt devreleri olarak kullanımları gösterilmiştir. Tersinir bir bölücü iki veya daha fazla çıkış arasında eşit veya eşit olmayan bölme gerçekleştirebilir ve bu tersinirlik özelliği sayesinde bu devreler, salınımcı (osilatör) ve yükseltecin tek bir kapıya toplanmasında kullanılabilirler. Birleştirme işlemi bir kaç özel duruma sahiptir şöyle ki kayıpsız birleştirme için giriş işaretlerinin uyumlu ve eşit genlikli olması gerekir [1].



Şekil 1.1: Yüksek güç kuvvetlendiricisinde güç bölücü ve birleştiricilerin kullanımı [2]

RF ve mikrodalga güç bölücü ve birleştiricilerin ana değişkenleri, bant genişliği, güç bölme, faz dengesi, genlik dengesi, ekleme kaybı, uyumluluk, geriye dönüş kaybı, yalıtım, güç sığası, tümleştirme seviyesi ve gideridir. Elbette ki bu değişkenler arasında takas ilişkileri vardır ve seçim uygulama gereksinimlerine bağlı olarak tasarımcı tarafından yapılır. dB olarak ekleme kaybı, bölücü/birleştiricinin kapılarına yansımaz sonlandırmalar bağlandığında giriş gücünün çıkış gücüne oranıdır. Bant genişliği, istenen özelliklerin sağlandığı frekans aralığıdır. Güç bölümü giriş gücünün bölündüğü çıkış sayısıdır. Faz dengesi güç bölücü çıkışlarının arasındaki faz farkını anlatır ve bu fark sıfır, doksan veya yüz seksen derece olabilir. Genlik dengesi güç bölücü çıkışlarının aynı büyüklükte olma özelliğidir. Ekleme kaybı, iletkenlerdeki kayıp, dielektrik kayıp, yalıtım kaybı, eşleşimsizlik kaybının toplamıdır. Uyumluluk yani gerilim duran dalga oranı (GDDO/VSWR), gerilim duran dalga şeklinin en büyük değerinin en küçük değerine oranıdır. Geriye dönüş kaybı girişe verilen işaretin çıkışlardan geriye yansıma miktarının ölçümüdür. Yalıtım güç bölücü çıkışlarının birbirine karışmama özelliğidir. Güç sığası ya da bir başka deyişle güç tutma sınırı güç bölücünün kullanılabileceği en büyük güçtür. İyi bir güç bölücü çıkışları arasında yüksek yalıtıma, iyi GDDO'ya ve olması gereken ekleme kaybına yakın kayba sahiptir [1].

Bölücü ve birleştiriciler başarımlı özelliklerine şu şekillerde sınıflandırılabilirler.

- Yüzde yirmiden düşük bant genişliğine sahip (dar bantlı) olması veya yüzde yirmiden yüksek bant genişliğine sahip (geniş bantlı) olması.
- Çıkışları arasında sıfır, doksan veya yüz seksen derece göreli faz farkı olması.
- Çıkış/giriş sayısı.
- Dağılmış değişkenli veya ayırık elemanlı veya ikisinin karışımı olması.
- Eşit veya eşit olmayan bölme yapması.
- Sabit veya ayarlanabilir güç bölmesi yapması.

Güç bölücüler/birleştiriciler temelde şöyle sınıflanabilirler.

- T ve Y bağlamalı güç bölücüler/birleştiriciler
- Direnç temelli güç bölücüler/birleştiriciler

Yıldız bağlamalı güç bölücüler/birleştiriciler

Delta bağlamalı güç bölücüler/birleştiriciler

- Yönlü Birleştirici (Kuplör) Temelli güç bölücüler/birleştiriciler

Yüzük güç bölücüler/birleştiriciler

Dal hatlı güç bölücüler/birleştiriciler

Etkileşimli hatlı güç bölücüler/birleştiriciler

- Wilkinson güç bölücüler/birleştiriciler

Eşit çıkışlara bölmeli güç bölücüler/birleştiriciler

Eşit olmayan çıkışlara bölmeli güç bölücüler/birleştiriciler

Çok katlı güç bölücüler/birleştiriciler

Çok kanallı güç bölücüler/birleştiriciler [1]

Bu tiplerin özelliklerinin karşılaştırılması ise aşağıdaki tabloda verilmiştir.

Tablo 1: Güç Bölücü/Birleştiricilerin Özellikleri [1], [6]

Tür	T ve Y Bağlamalı	Üç Kapılı Direnç Temelli	Yönlü Birleştirici Temelli	Wilkinson
Bant Genişliği	Üç oktava kadar	0-40 GHz	Genelde Dar Bant	Geniş Bantlı
Güç Tutma Sınırı	Çok yüksek (700 W)	Düşük	Yüksek (200W)	Dağılmış değişkenli hatlar ve dayanımlı elemanlarla yüksek
Dengeli Yükseltici Uygulamalarında Kullanılabilirlik	Hayır	Hayır	Evet	Evet
Kayıp	Az	Çok	0.2 dB	0.3 dB
Yalıtım	Kötü	İyi	25-30 dB	20 dB
GDDO	Giriş: 1.15:1 Çıkış: Kötü	1.25:1	1.2:1	1.3:1
Faz Dengesi	0°	0°	0° -90°-180°	0°
Boyut	Çok küçük	Küçük	Orta	Küçük

Tablo 1.1'deki veriler ışığında geniş bantlı, yüksek güçlü RF güç bölücü ve birleştirici yapılmak istenirse WGB'nin kuramının irdelenmesi gereklidir. Ayrıca iki GHz sonrasında ayırık elemanların kullanımının uygun olmadığını ve ayırık elemanlarla tasarımın bant genişliğini yaklaşık yarısına düşürdüğü düşünülürse ve gider etkeni de hesaba katılırsa incelemelerin ve tasarımların mikroşerit hatlarla yapılması uygundur [1].

2. WILKINSON GÜÇ BÖLÜCÜ/BİRLEŞTİRİCİ

Bu bölümde WGB çok yönlü olarak incelenmiş, çok katlı ve çok kanallı yapılar üzerinde MWO [13] benzetim ortamında irdelemeler yapılmıştır. WGB güç bölücü pasif bir devre olduğundan tersinir özelliktedir yani güç bölücünün çıkışları dediğimiz kapılara güç verirken, güç bölücünün girişi dediğimiz kapı bu durumda çıkışımız olur ve güç bu kapıda birleştirilmiş olur. Bu bölümde anlatımlar güç bölücü üzerinden yapılacaktır.

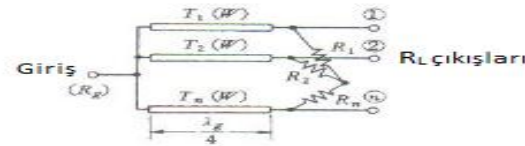
Güç bölücünün, tersten kullanımla güç birleştirici olarak kullanımında verilen işaretlerin uyumlu olması gerektiği ve çıkış kapısının birleşen güce dayanımının hesaplanması gerektiği unutulmamalıdır [1].

2.1 Eşit Çıkış Güçlerine Bölme

Bir güç bölücü şu özelliklere sahip olmalıdır [2].

1. Girişe verilen güç, istenen oranda olmak üzere n çıkış kapısına bölünmelidir.
2. Giriş kapısı empedansı kaynak empedansına; çıkış kapılarının empedansı yük empedanslarına uyumlanmış olmalıdır.
3. Çıkış kapılarından birine güç verildiğinde diğer çıkış kapılarında güç çıkışı olmamalıdır.

Bu özellikleri sağlayan bir güç bölücü tipi Wilkinson güç bölücüdür. Eşdeğer devre Şekil 2.1.1’de ve eş eksenli hatlarla yapımı Şekil 2.1.2’de gösterilmiştir.



Şekil 2.1.1: Wilkinson Güç Bölücü [2]

Bir diğer önemli özellik ise Şekil 2.1.3c’de bir numaralı kapıya işaret verildiğinde ikinci kapıya bağlı R_L direnci üzerinden akım akmamasıdır. Bu şöyle açıklanabilir [2].

1. Sıfır numaralı kapıdaki uyumlama koşuluna göre aşağıdaki bağıntı sağlanmalıdır.

$$W = \sqrt{R_L R_g} \quad 2.1. a$$

Çünkü birinci kapıdaki empedans uyumunun sağlanması için çeyrek dalga boylu hattın solundan bakıldığında görülen empedans $2R_g$ olmalıdır.

2. Birinci ve ikinci kapılar arasındaki yalıtım için sağlanması gereken koşul ise şöyledir.

$$R = 2R_L \quad 2.1. b$$

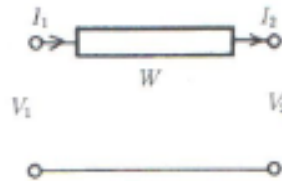
Bu denklem şöyle elde edilir [2].

Yalnızca birinci kapıya güç verildiğinde, ikinci kapıda görülen gerilim sıfır olmalıdır. Bu da T_2 ’nin solundan ikinci kapıya doğru bakıldığında görülen empedansın sonsuza eşit olması demektir. Bu durumda birinci kapıdan T_1 ‘e doğru bakıldığında Z_1 şöyle elde edilir [2].

$$Z_1 = \frac{W^2}{R_g} = \frac{2R_L R_g}{R_g} = 2R_L \quad 2.1. c$$

Şekil 2.1.3’te sıfır numaralı kapıdaki gerilim şöyle olmalıdır [2].

$$V = \frac{WI_1}{j} \quad 2.1. d$$



Şekil 2.1.4: İletim Hattı [2]

Şekil 2.1.4'te görülen çeyrek dalga boylu iletim hattı için aşağıdaki matrisel denklem yazılabilir [2].

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & jW \\ j\frac{1}{W} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad 2.1. e$$

Buradan çıkarılabilecek denklemler şöyledir [2].

$$I_1 = j \frac{V_2}{W} \quad 2.1. f$$

$$V_1 = jWI_2 \quad 2.1. g$$

Bu sonuçları kullanarak Şekil 2.1.3c'ye dönersek T_2 'nin üzerinden geçen I_2 akımı şöyle yazılabilir [2].

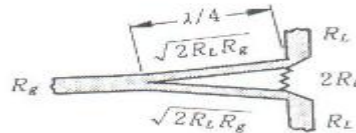
$$I_2 = \frac{1}{j} \frac{V}{\omega} = \frac{1}{jW} \left(\frac{WI_1}{j} \right) = -I_1 \quad 2.1. h$$

Böylelikle 1.kapıdan T_1 'e akan akımla, ikinci kapıdan T_2 'ye akan akımların eşit olması gerektiği ortaya çıkar. Şekil 2.1.3c'deki R empedansının, birinci kapıdan T_2 'ye doğru bakıldığında görülen empedansa eşit olması gerektiğinden

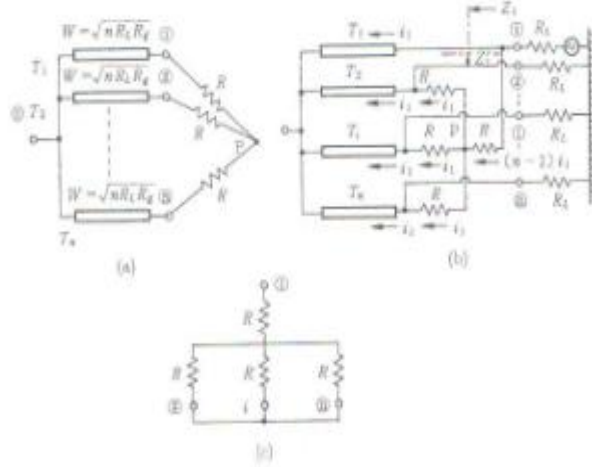
$$R = 2R_L \quad 2.1. i$$

denklemleri yazılabilir [2].

İki yollu eşit güç çıkışları veren WGB, dielektrik taban ve ince metal hat kullanılarak Şekil 2.1.5'teki gibi tasarlanabilir. Tabanın diğer yüzü tamamen metal ile kaplıdır [2].



Şekil 2.1.5: İki yollu gücü eşit bölen WGB [2]



Şekil 2.1.6: n yollu gücü eşit bölen WGB [2]

n yollu güç bölücü Şekil 2.1.6a 'da ve n-yollu güç bölücünün çalışma ilkesi ise Şekil 2.1.6b 'de gösterilmiştir. n sabit sayısına bağlı olarak genel denklem iki yollu güç bölücü için yapıldığı gibi elde edilebilir. Şekil 2.1.6a'da sıfır numaralı kapıya kaynaktan güç sağlandığında, bu güç her biri R_L yüküne bağlı olan 1,2,...,n kapılarına bölünür. Her $\lambda_g/4$ dalga boylu $T_1, T_2, \dots, T_n$ hatlarının solundan bakıldığında görülen empedans, sıfır numaralı kapıdaki empedans uyumu için nR_g 'ye eşit olmalıdır. R_g kaynak empedansıdır. Böylece $\lambda_g/4$ dalga boylu hatların empedansı W , şu formülle bulunur [2].

$$W = \sqrt{nR_L R_g} \quad 2.1.j$$

Şekil 2.1.6b'de birinci kapıya işaret uygulandığında, bu işaret diğer çıkışlarda görülmemelidir. Çünkü i. kapının gerilimi ($i \neq 1$) sıfırdır ve T_1 'in sağından görülen Z_1 empedansı şöyle bulunur [2].

$$Z_1 = \frac{W^2}{R_g} = nR_L \quad 2.1.k$$

Şekil 2.1.6b'de i. kapının gerilimi ($i \neq 1$) sıfır olduğundan i. kapıya bağlı ($i \neq 1$) R_L direnci üzerinden akım akmaz. Bu nedenle T_1 'e birinci kapıdan i_1 akımı geliyorsa aynı i_1

değerindeki akımlar $T_2, \dots, T_n$ hatlarına akmalıdır. Birinci kapıyla P noktası arasında R direnci üzerinden akan akım $(n-1) i_1$ dir [2].

Öte yandan, i. kapının gerilimi ($i \neq 1$)sıfır olduğunu göz önüne alırsak, birinci kapıdan R 'nin bağlı olduğu yere bakıldığında görülen Z'_1 empedansı, Şekil 2.1.6c'deki eşdeğer devreye bakarak şu şekilde yazılabilir [2].

$$Z'_1 = R + \frac{R}{n-1} \quad 2.1.1$$

Bununla birlikte Z'_1 empedansının

$$Z'_1 = \frac{Z_1}{n-1} \quad 2.1.m$$

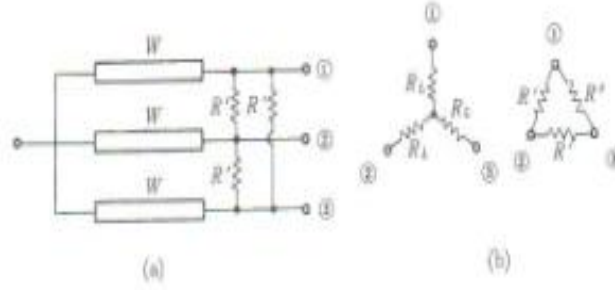
olması gerekir. Çünkü R direnci üzerinden birinci kapıya akan akım daha önceden anlatılanlara göre T_1 'e akan akımın n-1 katı olmalıdır [2].

2.1.k ve 2.1.m birleştirilerek

$$R = R_L \quad 2.1.p$$

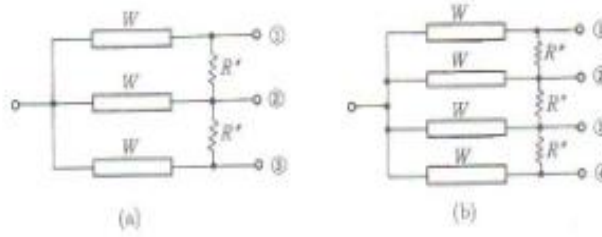
denklemleri elde edilir [2].

$n=2$ durumunda Şekil 2.1.3'te, Şekil 2.1.6b'deki P noktasını R 'nin ortasında gibi düşünersek $R = 2R_L$ sonucuna ulaşırız. n sabiti ikiyi geçtiğinde yani güç ikiden fazla sayıda çıkışa bölündüğünde P noktasının düzlemsel devrelerde gerçekleşmesi zorluğu ortaya çıkar [2].



Şekil 2.1.7: Işınsal bağlama ve $R'=3R_L$ içi Y- Δ dönüşümü [2]

$n=3$ durumunda, Y tipi bağlamalı direnç devresi Şekil 2.1.7b'de gösterildiği gibi Δ tipi bağlamalı eşdeğerine dönüştürülebilir. Dirençlerin Şekil 2.1.7a'daki gibi komşu çıkışlar arasına bağlanmasına ise ışınsal bağlama denir. Işınsal bağlamada komşu olmayan çıkışlar arasındaki dirençlerin devrede gerçekleşme zorluğundan kurtulmak üzere çıkarılarak eşdeğer devreleriyle değiştirilmesi ile çatal tipi bağlama elde edilir. Şekil 2.1.8a'da $n=3$ ve Şekil 2.1.8b'de $n=4$ için çatal tipi bağlama gösterilmiştir [2].



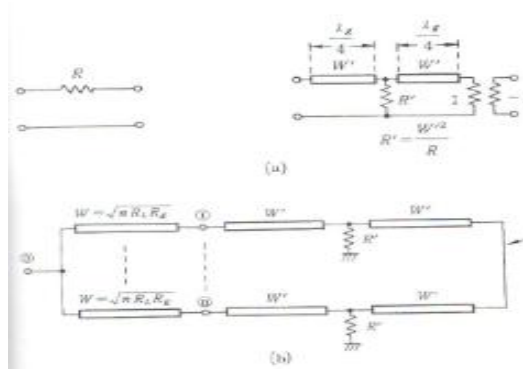
Şekil 2.1.8: $n=3$ ve $n=4$ için çatal tipi bağlama [2]

Işınsal bağlama ve çatal tipi bağlamaların kullanım amacı tümleşik mikrodalga devreleri için düzlemsel devre yapımını kolaylaştırmaktır. Çizgisel bağlama $n \leq 3$ ve çatal tipi bağlama $n < 2$ için çıkışlar arası yalıtım sonsuzken WGB için çıkışlar arası yalıtım herhangi bir n değeri için sonsuzdur. Optimum tasarım için çizgisel ve çatal bağlamalar için elde edilmiş yalıtım değerleri Tablo 2.1'de verilmiştir [2].

Tablo 2.1: Çeşitli bölme sayıları için yalıtım ve ekleme kaybı değerleri [2]

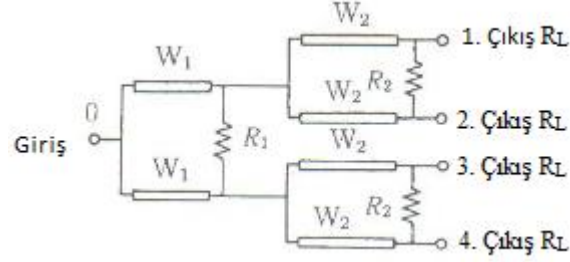
n	Yalıtım (dB)	Ekleme Kaybı
2	∞	0.25
3	∞	0.333...
4	21.6	0.5
5	19.5	0.4472
6	17.6	0.4279
7	17.2	0.35955
8	16.1	0.3596
10	14.9	0.3596
12	14.1	0.3590

Güç bölücüyü düzlemsel devrelerle gerçeklemek amacıyla kapı ve Şekil 2.1.6b'deki P noktası arasındaki seri dirençler bazen Şekil 2.1.9'daki gibi eşdeğer devreyle değiştirilirler ve bu da Şekil 2.1.9b'deki devrenin elde edilmesini sağlar [2].

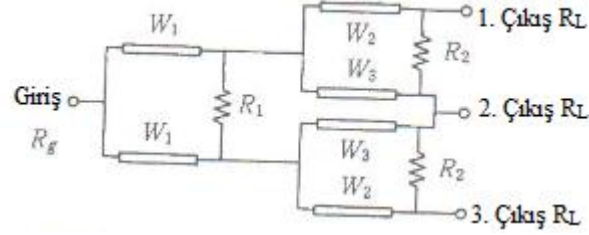


Şekil 2.1.9: Seri dirençler yerine paralel eşdeğerli WGB [2]

İki yollu bölücülerin birleştirilmesi ile Şekil 2.1.10'daki gibi 4-yollu güç bölücü veya Şekil 2.1.11'deki gibi 3-yollu bölücü elde edilebilir [2].



Şekil 2.1.10: 4-yollu güç bölücü [2]



Şekil 2.1.11: 3-yollu bölücü [2]

$$W_1 = \sqrt{2R'_L R_g} \quad 2.1.n$$

$$R_1 = 2R'_L \quad 2.1.o$$

$$W_2 = \sqrt{nR'_L R_L} \quad 2.1.p$$

$$W_3 = 2W_2 = \sqrt{6R'_L R_L} \quad 2.1.r$$

$$R_2 = 3R_L \quad 2.1.s$$

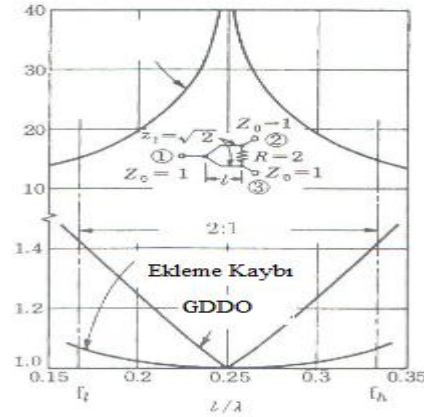
R'_L isteğe bağlı değerde ve geniş bant için

$$R'_L = \sqrt{\frac{4}{3} R_L R_g} \quad 2.1.t$$

değerindedir [2].

Bu hesaplamalar yalnızca merkez frekanstaki çalışma düşünülerek yapılmıştır. Bununla birlikte Şekil 2.1.10'daki $\lambda_g/4$ dalga boylu hatlar, merkez frekanstan sapma olduğunda doksan derecelik elektriksel açıda değildir. Böyle bir durumda değişik çıkış kapıları arasındaki yalıtım sonlu duruma gelir çünkü birinci kapıdan sıfır numaralı kapı üzerinden ikinci kapıya geçişte elektriksel açı artık yüz seksen derece değildir ve birinci kapıdan R üzerinden gelen dalga ile birbirlerini götürmezler. Aynı zamanda, giriş ve çıkış kapıları kaynak ve yük empedanslarıyla uyumluluktan da saparlar [2].

Frekans başarımı Şekil 2.1.11'deki gibi elde edilebilir. Bu şekilden anlaşılacağı üzere $f_h/f_l = 2$ için 14 dB 'den fazla yalıtım ve 1.42 'den küçük gerilim duran dalga oranı korunur. [2].



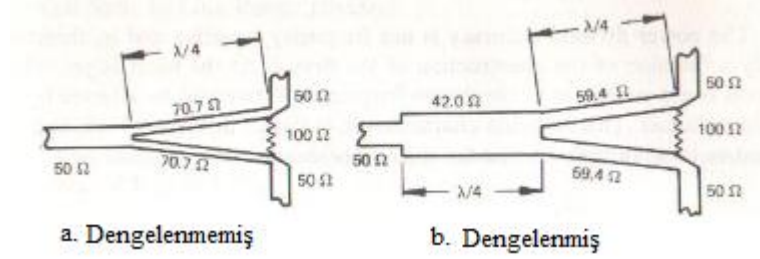
Şekil 2.1.11: İkiye eşit bölücünün frekans başarımı [2]

Bu bölümdeki denklemler Konishi Y.'nin "Microwave Electronic Circuit Design" [2] kitabından alınmıştır.

2.2 Dengeleme

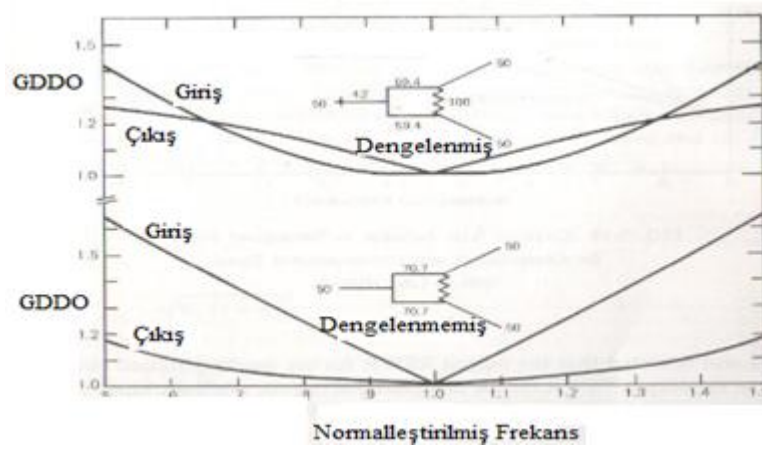
WGB çıkışlar arası yalıtımı yüksek, geniş bantlı ve mikroşerit tasarımıyla ve uygun elemanların kullanımıyla yüksek güç uygulamalarına elverişli bir güç bölücüdür ancak başarımı Şekil 2.2.1'de gösterildiği gibi güç bölme katının önüne $\lambda/4$ dalga boylu

dönüştürücü konularak arttırılabilir. Bu durumda empedanslardaki değişim yine Şekil 2.2.1’de görülmektedir [4].



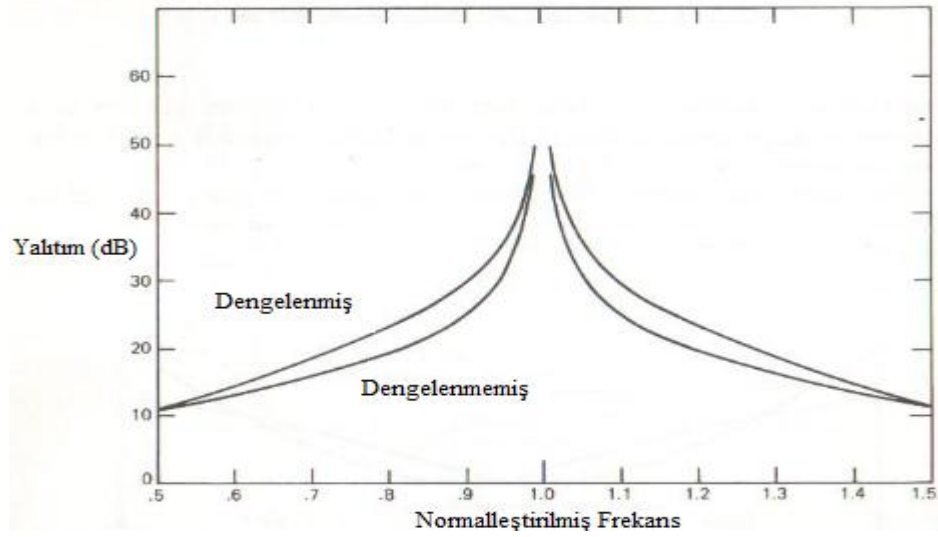
Şekil 2.2.1: Dengelenmemiş ve dengelenmiş durumlar [4]

Bu devrenin kullanılır bant genişliği yaklaşık bir oktavdır ve dengelenmiş ve dengelenmemiş durumlar için başarımlar Şekil 2.2.2’de verilmiştir [4].



Şekil 2.2.2: Sıfır derece eşit bölme için dengelenmiş ve dengelenmemiş durumlar için normalleştirilmiş frekansa karşı GDDO [4]

Güç bölme doğruluğu frekansa duyarlı değildir ve tamamıyla cihazın tertibinin bir fonksiyonudur. Yalıtımın tasarım frekansında olduğu kadar yüksek olmadığı bant sınırlarında güç bölme doğruluğu yük empedanslarından da etkilenebilir. Şekil 2.2.3’te yalıtım karakteristiği verilmiştir ve dengelenmiş durum için biraz daha iyi sonuç elde edildiği görülebilir [4].

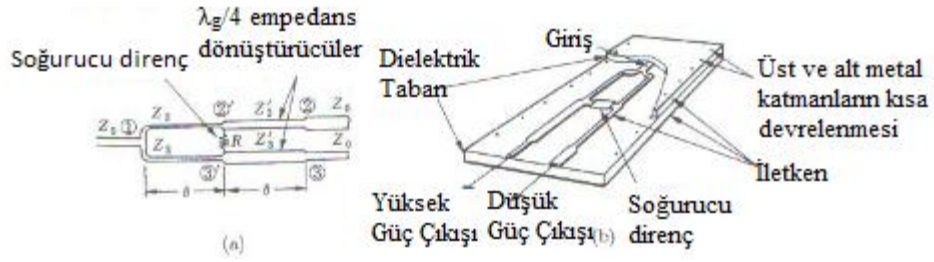


Şekil 2.2.3: Sıfır derece eşit bölme için dengelenmiş ve dengelenmemiş durumlar için çıkışlar arası yalıtıma karşı GDDO [4]

Ayrıca dengeli durum giriş GDDO'sunun dengesiz durum giriş GDDO'suna göre daha iyi iken dengesiz durum çıkış GDDO'sunun dengeli durum çıkış GDDO'suna göre daha iyi olduğu da görülebilir. Bu yüzden, devre tipi seçimi, çeyrek dalga boylu dengeleme dönüştürücüsünü eklemek için yeterli yerin olup olmadığıyla beraber giriş-çıkış GDDO karakteristikleri de dikkate alınarak yapılmalıdır [4].

2.3 Eşit Olmayan Çıkış Güçlerine Bölme

Şu ana kadar yapılan hesaplar eşit güç bölme durumuna göre yapılmıştır. Bununla birlikte farklı çıkış güçleri elde etmek üzere Şekil 2.3.1'deki devre gerçekleştirilebilir 2' ve 3' kapılarından yüklere doğru bakıldığında görülen çıkış empedansları R_2 ve R_3 şu şekilde elde edilir [2].



Şekil 2.3.1: WGB eşit olmayan çıkış güçlerine bölücü [2]

$$R_2 = KZ_0 \quad 2.3. a$$

$$R_3 = \frac{Z_0}{K} \quad 2.3. b$$

1:K² oranı, 2' ve 3' kapılarına eşit gerilim uygulandığında 2 ve 3 kapılarında görülen güçlerin oranıdır [2].

$$V'_2 = V'_3 \quad 2.3. c$$

iken

$$\frac{P_2}{P_3} = \frac{1}{K^2} \quad 2.3. d$$

Bu durumda Z_2 , Z'_2 , Z_3 , Z'_3 ve R değerleri şu şekilde elde edilir [2].

Şekil 2.3.1'de birinci kapıya işaret uygulandığında 2' ve 3' kapılarındaki gerilimlerin eşit olması gerekir [2].

2' ve 3' kapılarından yüklere doğru bakıldığında görülen çıkış empedansları R_2 ve R_3 için şu denklem yazılabilir [2].

$$\frac{R_2}{R_3} = K^2 \quad 2.3. e$$

Bir ve iki numaralı kapılardan bakıldığında görülen empedanslar

$$\frac{Z_2^2}{R_2} \quad 2.3.f$$

ve

$$\frac{Z_3^2}{R_3} \quad 2.3.g$$

şeklinde yazılır [2].

Ayrıca

$$\frac{Z_2}{Z_3} = K^2 \quad 2.3.h$$

bağıntısı yazılabilir [2].

Birinci kapının empedans uyumu koşulundan

$$\frac{Z_2^2}{R_2} \frac{Z_3^2}{R_3} \left(\frac{Z_2^2}{R_2} + \frac{Z_3^2}{R_3} \right)^{-1} = \frac{Z_2^2}{R_2} \left(1 + \frac{Z_2^2 R_3}{Z_3^2 R_2} \right)^{-1} = \frac{Z_2^2}{R_2} \frac{1}{1 + K^2} \quad 2.3.i$$

$$\frac{Z_2^2}{R_2} = (1 + K^2) Z_0 \quad 2.3.j$$

$$Z_2' = \sqrt{R_2 Z_0} \quad 2.3.k$$

$$Z_3' = \sqrt{R_3 Z_0} \quad 2.3.l$$

Denklemlerdeki altı bilinmeyene karşı beş denklem elde edildi. Bu durumda denklem takımının çözümü için bir bilinmeyen keyfi seçilmelidir [2].

$$R_2 = K Z_0 \quad 2.3.m$$

seçilirse

$$R_3 = \frac{Z_0}{K} \quad 2.3.n$$

eşitliği yazılabilir [2].

Ayrıca önceki denklemlerden

$$Z_2 = Z_0 \sqrt{K(1 + K^2)} \quad 2.3. o$$

$$Z_2' = Z_0 \sqrt{K} \quad 2.3. p$$

$$Z_3 = Z_0 \sqrt{\frac{1 + K^2}{K^3}} \quad 2.3. r$$

$$Z_3' = \frac{Z_0}{\sqrt{K}} \quad 2.3. s$$

R değerini bulmak için 2.kapıya E(V) gerilim uygulandığını düşünülürse 1.kapıdaki gerilim

$$-j \frac{Z_0}{Z_2} E(V) \quad 2.3. t$$

olur. 3 ve 3' kapılarındaki gerilimlerin sıfır olması gerektiğinden Z_3 üzerinden 3' kapısına akması gereken akım

$$-\frac{Z_0}{Z_2 Z_3} E \quad 2.3. u$$

değerini alır. Öte yandan R'ye akan akımın değeri E/R dir.

$$-\frac{Z_0}{Z_2 Z_3} E = -\frac{E}{R} \quad 2.3. v$$

eşitliğinden

$$R = \frac{Z_2 Z_3}{Z_0} \quad 2.3. y$$

Önceki denklemler de kullanılarak

$$R = Z_0 \frac{1+K^2}{K} \quad 2.3.z$$

Bununla birlikte, giriş ve çıkış empedansları W_1 ve W_2 arasında iki katlı $\lambda_g/4$ empedans dönüştürücüsü ile geniş bant empedans uyumlama koşulu altında W_1 ve W_2 merkez empedansa göre şu koşulu sağlamalıdır [2].

$$W_{\text{merkez}} = \sqrt{W_1 W_2} \quad 2.3.1$$

Bu koşul altında

$$R_2 = \sqrt{Z_0 \frac{Z_2^2}{R_2}} \quad 2.3.2$$

$$R_3 = \sqrt{Z_0 \frac{Z_3^2}{R_3}} \quad 2.3.3$$

Olur. Bu denklemler öncekilerle birleştirilerek

$$R_2 = Z_0 \sqrt{1 + K^2} \quad 2.3.4$$

$$R_3 = Z_0 \frac{\sqrt{1 + K^2}}{K^2} \quad 2.3.5$$

$$Z_2 = Z_0 (1 + K^2)^{\frac{3}{4}} \quad 2.3.6$$

$$Z'_2 = Z_0 (1 + K^2)^{\frac{1}{4}} \quad 2.3.7$$

$$Z_3 = Z_0 \frac{(1 + K^2)^{3/4}}{K^2} \quad 2.3.8$$

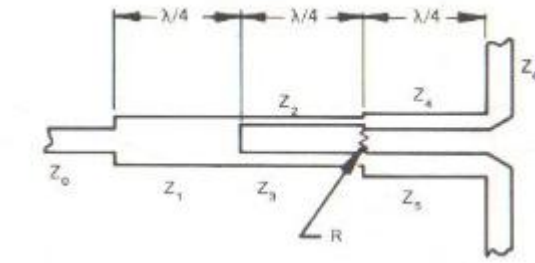
$$Z'_3 = Z_0 \frac{(1 + K^2)^{1/4}}{K} \quad 2.3.9$$

$$R = Z_0 \frac{(1 + K^2)^{3/4}}{K} \quad 2.3.10$$

bulunarak gerekli tüm denklemler elde edilmiş olur [2].

Bu bölümdeki buraya kadarki denklemler denklemler Konishi Y.'nin “Microwave Electronic Circuit Design” [2] kitabından alınmıştır.

Dengelenmiş durumda eşit olmayan güçlere bölmenin denklemleri için Şekil 2.3.2 dikkate alınrsa denklemler şöyle verilebilir [4].



Şekil 2.3.2: Dengelenmiş, eşit olmayan çıkışlara bölücü [4]

$$Z_1 = Z_0 \left(\frac{K}{1 + K^2} \right)^{1/4} \quad 2.3.11$$

$$Z_2 = Z_0 K^{3/4} (1 + K^2)^{1/4} \quad 2.3.12$$

$$Z_3 = Z_0 \frac{(1 + K^2)^{1/4}}{K^{5/4}} \quad 2.3.13$$

$$Z_4 = Z_0 \sqrt{K} \quad 2.3.14$$

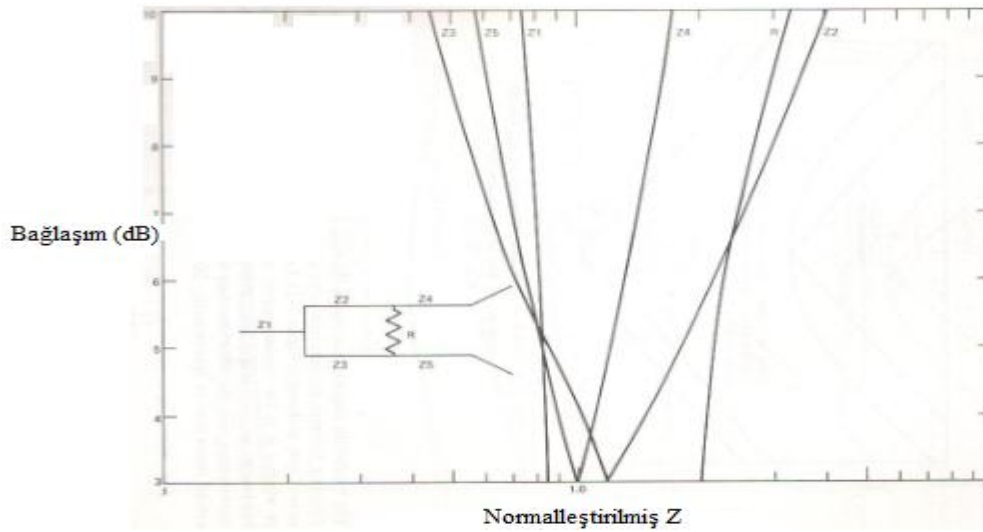
$$Z_5 = \frac{Z_0}{\sqrt{K}} \quad 2.3.15$$

$$R = Z_0 \frac{1 + K^2}{K} \quad 2.3.16$$

bulunur.

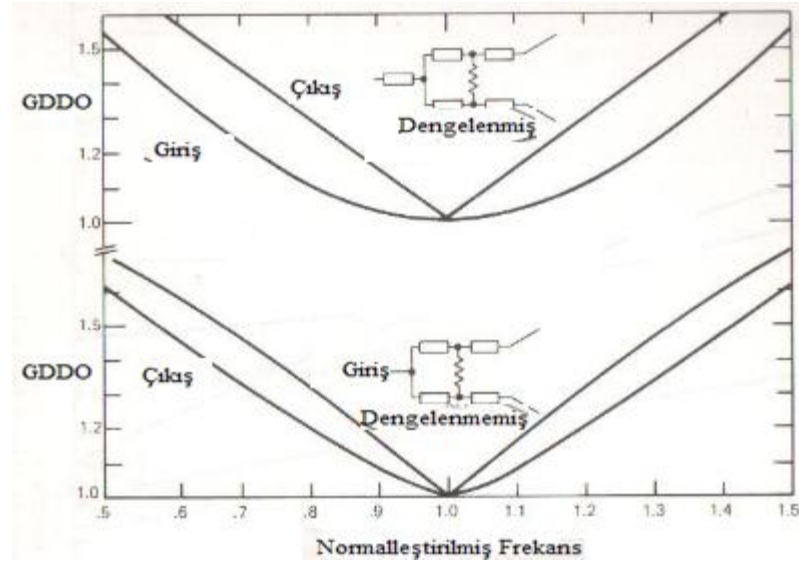
Bu bölümdeki Konishi Y.'nin "Microwave Electronic Circuit Design" [2] kitabından alınan denklemlerden itibaren alınan denklemler, Howe H.,JR.'nin "Stripline Circuit Design" [4] kitabından alınmıştır.

Şekil 2.3.3'te dengelenmiş durumda eşit olmayan güçlere bölme için 3-10 db arası birleşim değerlerinde $Z_0 = 1$ alınarak normalleştirilmiş değerlere karşılık diğer parametrelerin değişimi verilmiştir.

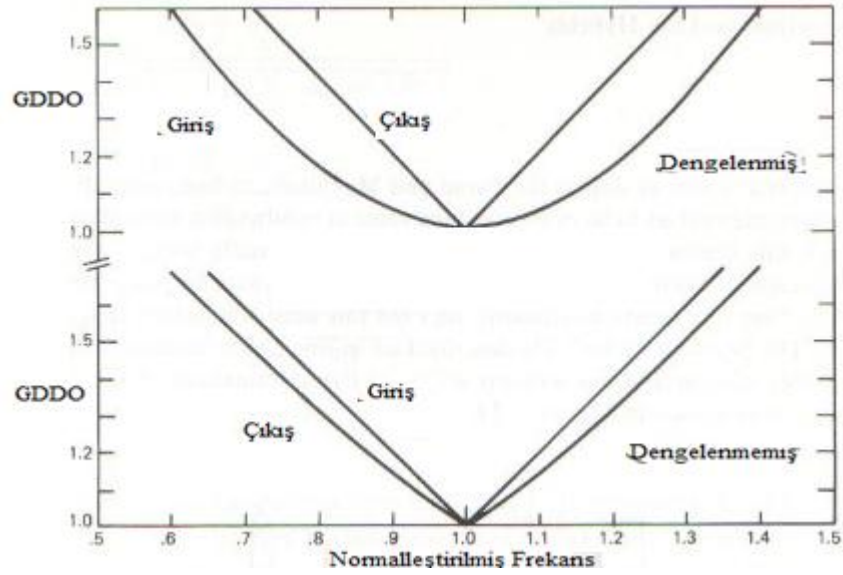


Şekil 2.3.3: Eşit olmayan güç bölümü için normalleştirilmiş karakteristik empedansa karşı bağlaşım [4]

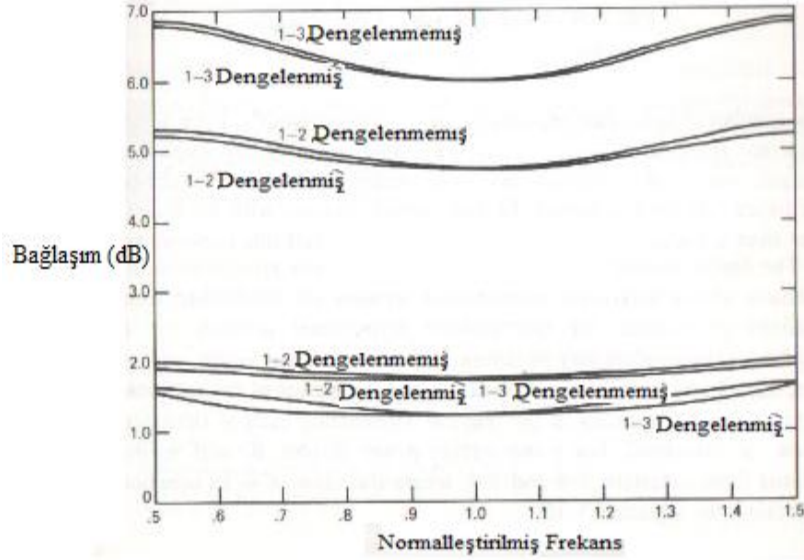
Eşit olmayan güçlere bölme için, Şekil 2.3.4'te 2:1 oranında bölme, Şekil 2.3.5'te 3:1 oranında bölme ve Şekil 2.3.6'te ise frekans-bağlaşım karakteristikleri dengelenmiş ve dengelenmemiş durumlar için verilmiştir [4].



Şekil: 2.3.4: 1:2 bölme oranlı üç yollu eşit olmayan güç bölücü için dengelenmiş ve dengelenmemiş durumlar için normalleştirilmiş frekansa karşı GDDO [4]



Şekil: 2.3.5: 1:3 bölme oranlı iki yollu eşit olmayan güç bölücü için dengelenmiş ve dengelenmemiş durumlar için normalleştirilmiş frekansa karşı GDDO [4]

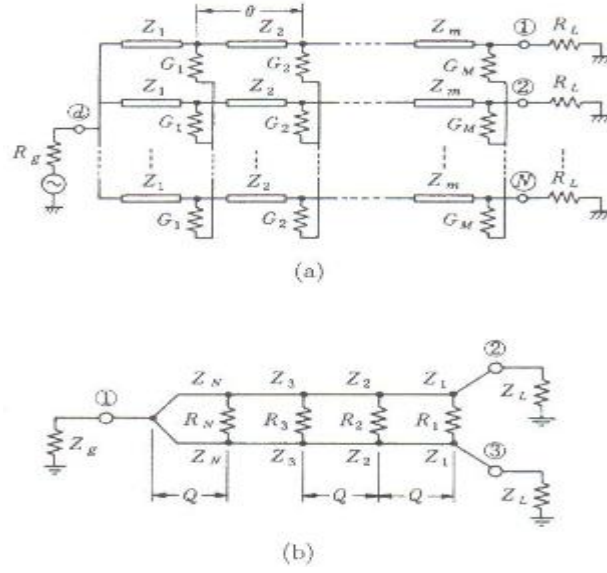


Şekil 2.3.6: 1:2 ve 1:3, 2 yollu eşit olmayan güç bölücüler için dengelenmiş ve dengelenmemiş durumlar için normalleştirilmiş frekansa karşı bağlaşım [4]

Eşit olmayan güç bölücünün bölme oranı arttıkça bant genişliği azalır. Fakat Şekil 2.3.6’da görüldüğü üzere bağlaşım bölme oranından bağımsız olarak bant boyunca görece olarak düz kalmaktadır. Genel olarak bu devre elemanları ister dengelenmiş ister dengelenmemiş tasarımlar olsun bir oktava kadar bant genişliği uygulamaları için uygundur. Bu da 20-30% bant genişliğine sahip rat-race (magic tee) ve branchline (Lange) tipi bölücülere göre daha iyi bir başarımdır [4].

2.4 Çok Katlı Tasarım

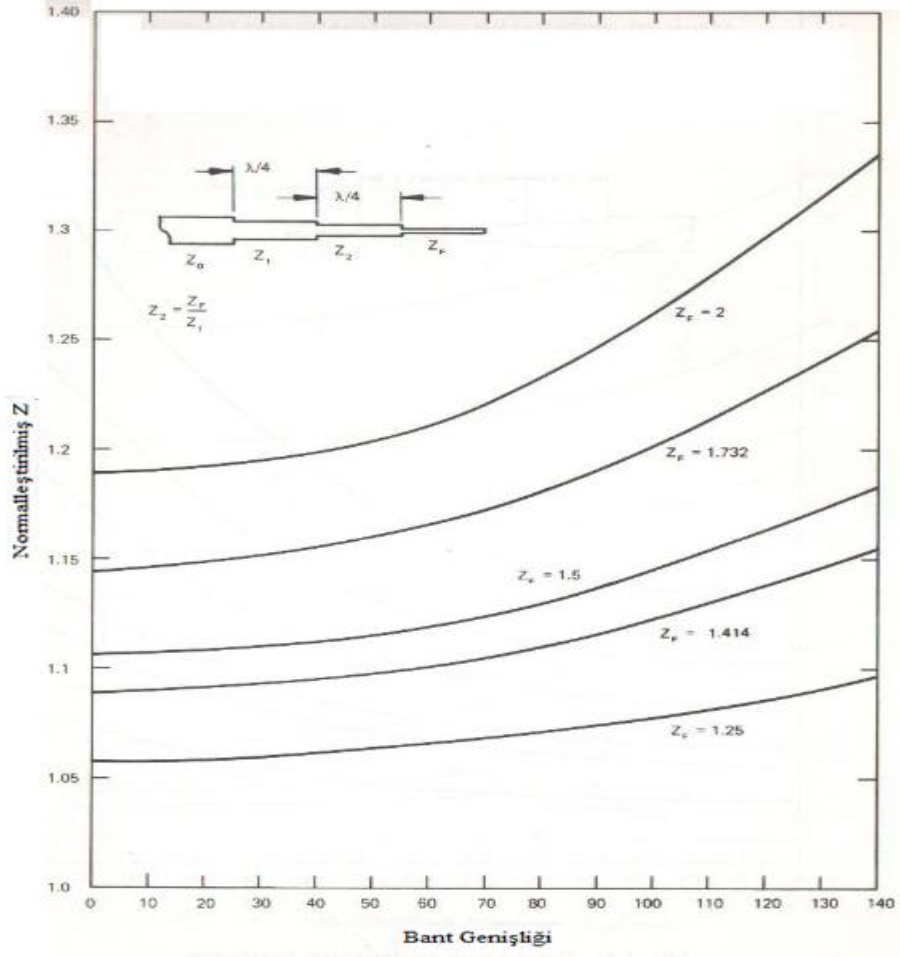
WGB ‘nin bant genişliği bir oktavı bulabilir ancak son yıllarda daha geniş bant gerektiren uygulamalar ortaya çıkmıştır. Bu sorunun bir çözümü Şekil 2.4.1’de görülen her biri $\lambda/4$ dalga boylu hatlardan oluşan parçaları arka arkaya bağlamaktır [4].



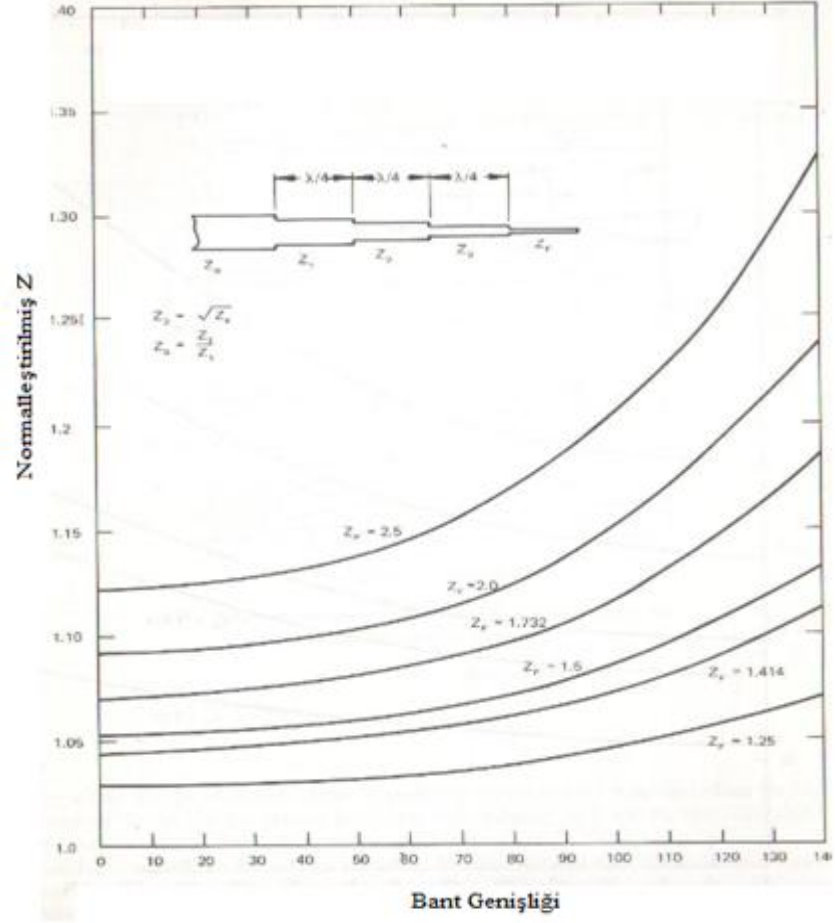
Şekil 2.4.1: n çıkış için ve iki çıkış için çok katlı bölücüler [2]

Bölme sayısı arttıkça, devrenin bant genişliği ve bağımsız çıkışları arasındaki yalıtım değeri artar. Bu teknik sayesinde bant genişliği bir dekata ulaşan devrelerin yüksek başarımla yapılmaları olası hale gelmiştir [4].

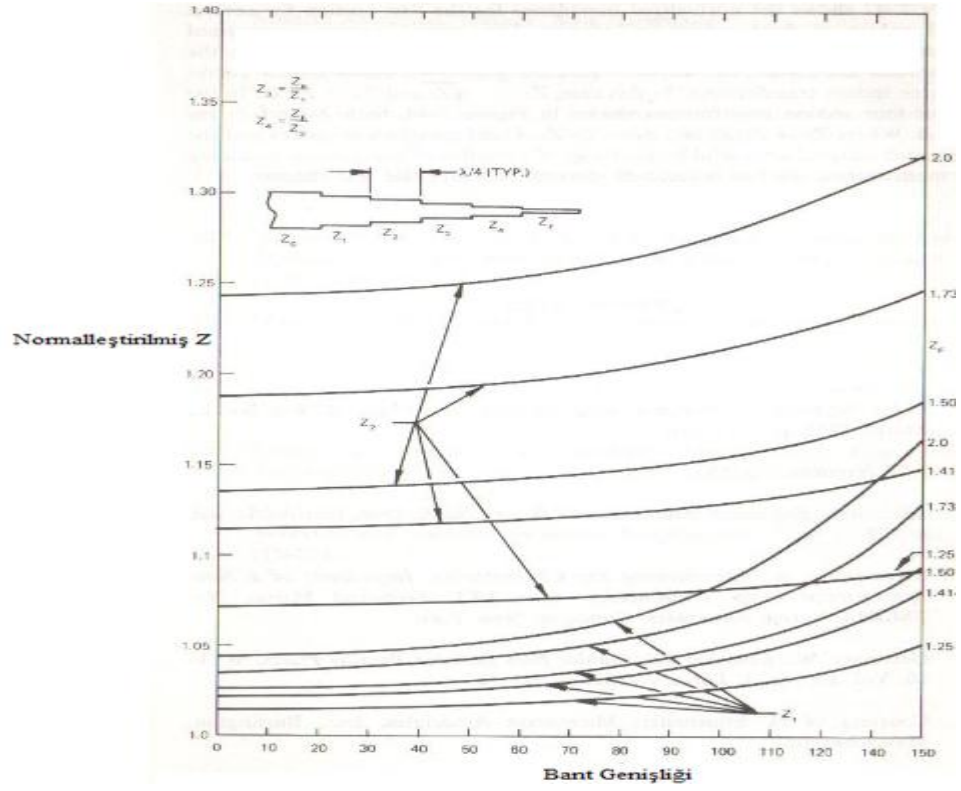
Her bir bağımsız çeyrek dalga boylu dönüştürücü bölmesinin empedansı, çeyrek dalga boylu dönüştürücülerin normalleştirilmiş empedansları kullanılarak bulunabilir. Bu değerler tablolardan veya daha önceden çizilmiş eğrilerden yararlanılarak bulunabilir. Şekil 2.4.2, Şekil 2.4.3 ve Şekil 2.4.4'te iki, üç ve dört bölmeli tasarımlarda bölme empedanslarının bulunmasını sağlayacak çizimler verilmiştir. Her bir bölmenin empedansı belirlendikten sonra her bölmenin sonundaki direncin değeri hesaplanabilir [4].



Şekil 2.4.2: İki bölmeli empedans dönüştürücüsü için tasarım eğrileri [4]

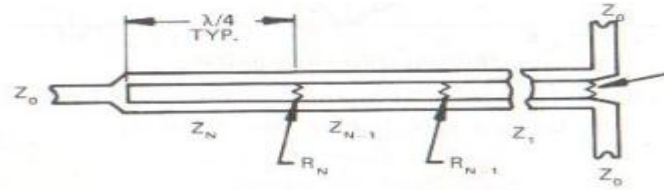


şekil 2.4.3: Üç bölmeli empedans dönüştürücüsü için tasarım eğrileri [4]



Şekil 2.4.4: Dört bölmeli empedans dönüştürücüsü için tasarım eğrileri [4]

Şekil 2.4.5'teki devre temel alınarak yapılan iki katlı tasarım için bölmelerin sonlarındaki R_1 ve R_2 değęlerinin bulunuşu aşığıda verilmiştir [4].



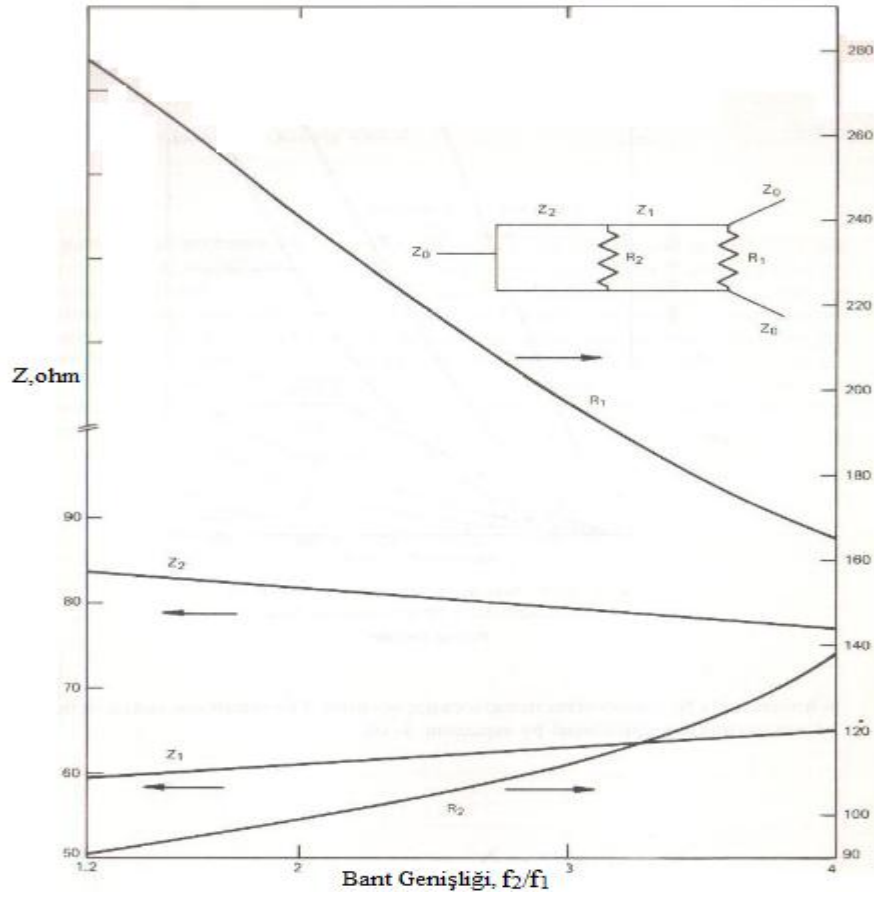
Şekil 2.4.5: Çok katlı eşit güç bölücü yapısı [4]

$$\phi_3 = 90^\circ \left[1 - \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\frac{\frac{f_2}{f_1} - 1}{\frac{f_2}{f_1} + 1} \right) \right] \quad 2.4. a$$

$$R_2 = \frac{2Z_1Z_2}{\sqrt{(Z_1 + Z_2)(Z_2 - Z_1 \cot^2 \phi_3)}} \quad 2.4. b$$

$$R_1 = \frac{2R_2(Z_1 + Z_2)}{R_2(Z_1 + Z_2) - 2Z_2} \quad 2.4. c$$

İki katlı tasarımda 1.2:1 ‘den 4:1 bant genişliğine kadar tasarımların eğrileri Şekil 2.4.6’da verilmiştir. Bu sınırlar içerisinde kalan tasarımlarda R_1 , R_2 , Z_1 , Z_2 değerleri bu eğriler yardımıyla bulunabilir [4].



Şekil 2.4.6: Sıfır derece, iki yönlü iki bölümlü ikiye eşit bölücü için tasarım eğrileri

İkiden fazla kata sahip tasarımlarda tasarım denklemleri daha karmaşık hale gelir. Direnç ve empedans yerine iletkenlik ve admitans kullanmak daha uygundur [4].

$$R = \frac{1}{G} \quad 2.4. d$$

$$Z = \frac{1}{Y} \quad 2.4. e$$

Bu durumlarda her bir dönüştürücü bölmenin karakteristik empedansı önceden açıklandığı gibi bulunur ve çıkış katının sonundaki direnç

$$G_1 = 1 - Y_1 \quad 2.4. f$$

eşitliğiyle hesaplanır ve iç katların sonundaki dirençler K=2 ‘den N-1 ‘e kadar

$$G_K = \frac{Y_{k-1} - Y_k}{Y_{k-1} T_1 T_2 \dots T_{k-1}} \quad 2.4. g$$

K= 1’den N’e kadar

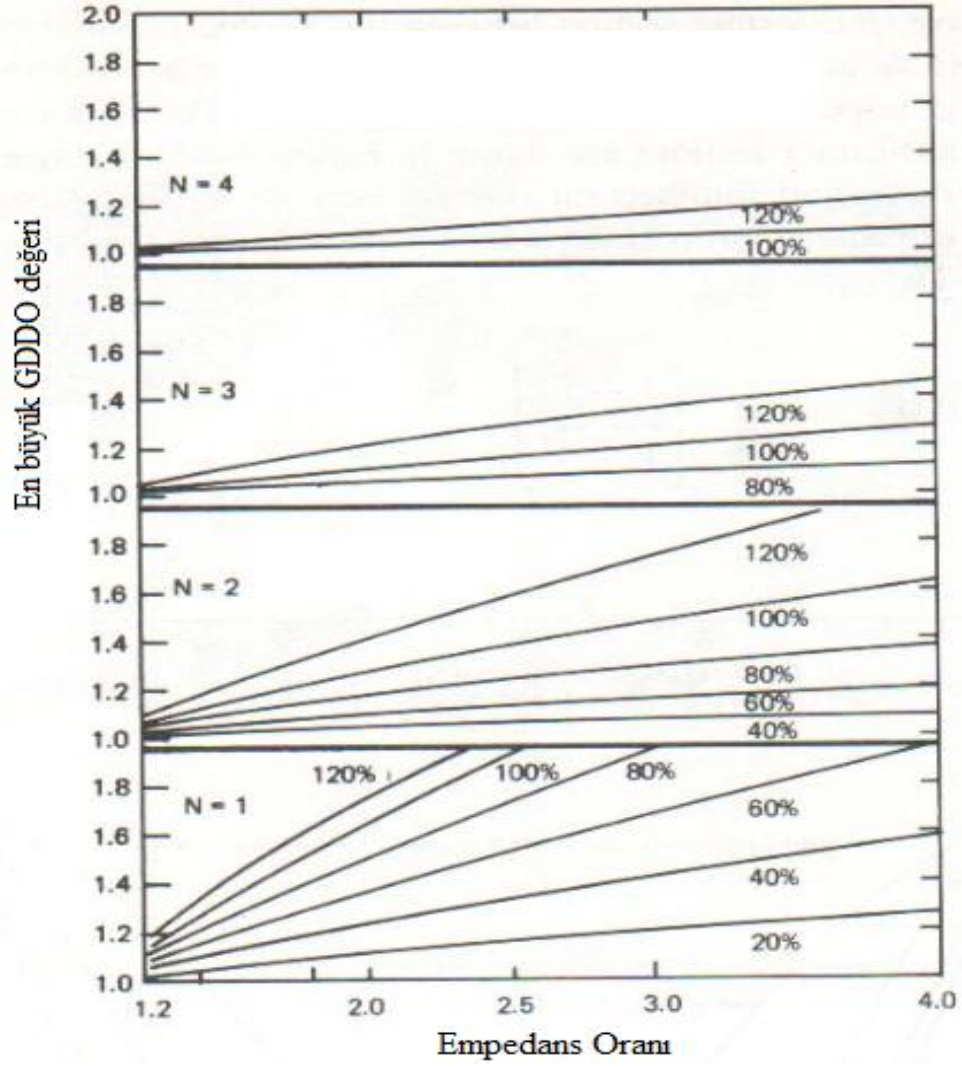
$$T_K = \frac{4Y_{k-1} Y_k}{(Y_{k-1} + Y_k + 2G_k)^2} \quad 2.4. h$$

denklemleriyle hesaplanabilir. Burada T dönüştürücü katların admitanslarıdır [4].

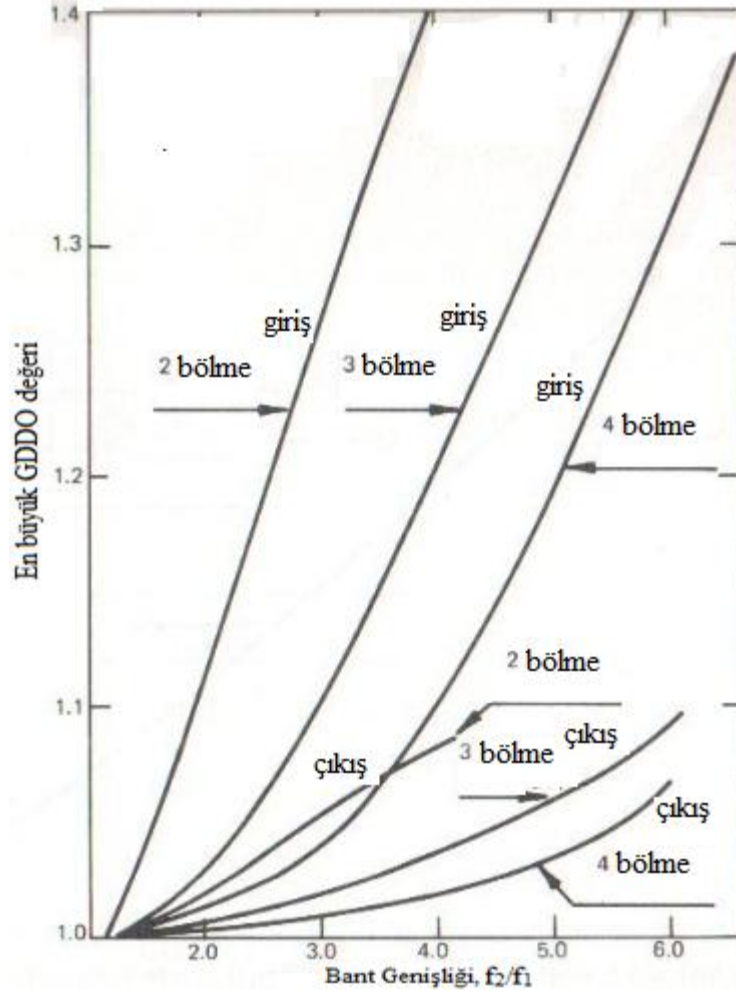
$$G_n = \frac{0.5Y_n^2 - 1}{-2G_{n-1} + \frac{Y_n^2 - 2}{-2G_{n-2} + \frac{Y_n^2 - 3}{\frac{Y_n^2 - 4}{\frac{Y_n^2 - 5}{\frac{Y_n^2 - 6}{\frac{Y_n^2 - 7}{\frac{Y_n^2 - 8}{\frac{Y_n^2 - 9}{\frac{Y_n^2 - 10}{-2G_2 + \frac{Y_1^2}{-2G_1 + 1 + 0.7(S_{e90^\circ}' - 1)}}}}}}}}}}}} \quad 2.4. i$$

$$S_{e90^\circ}' = \begin{cases} 1, & N \text{ tek iken} \\ S_{em}', & N \text{ çift iken} \end{cases} \quad 2.4. j$$

Bu denklemin kullanılabilmesi için, bölmelerin en büyük GDDO kırpılmalarının bilinmesi gereklidir. Bu da verilen tablolardan veya Şekil 2.4.7’den bulunabilir. Bu tablo Şekil 2.4.8’de çıkış GDDO bilgisi ile beraber çizilmiştir [4].

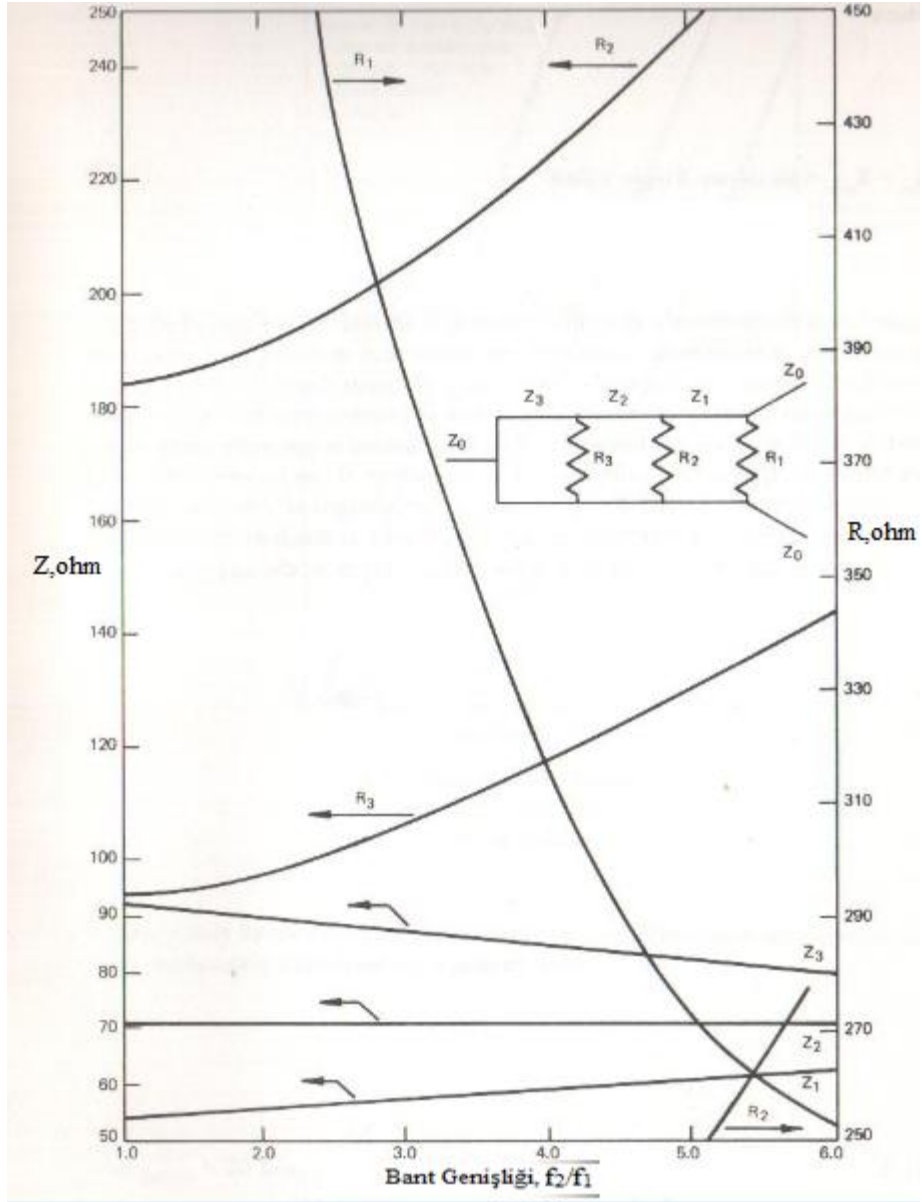


Şekil 2.4.7: 1, 2, 3 ve 4 kat için çeyrek dalga empedans dönüştürücülerin farklı bant genişliklerindeki en büyük GDDO değerleri [4]

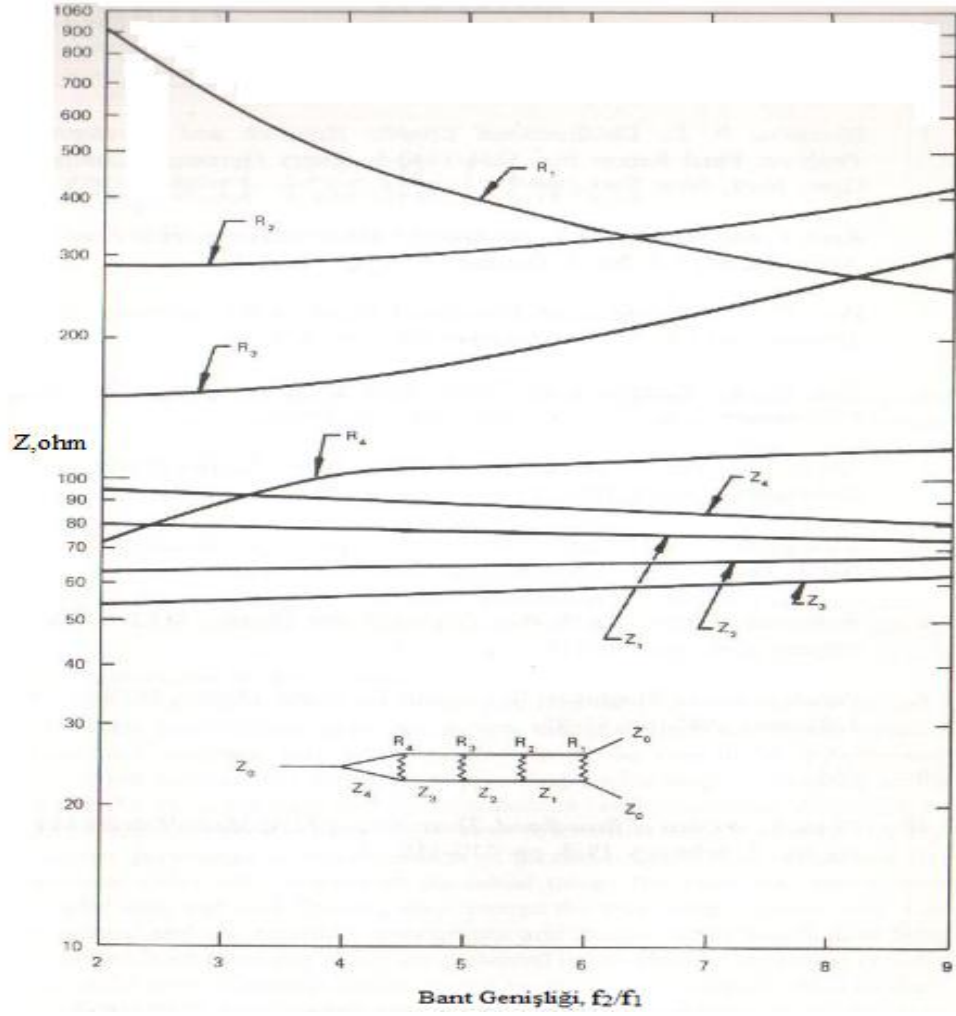


Şekil 2.4.8: 1, 2, 3 ve 4 kat için çeyrek dalga empedans dönüştürücülerin farklı bant genişliklerindeki en büyük GDDO değerleri [4]

Şekil 2.4.9’da 3 katlı tasarım için ve Şekil 2.4.10’da 4 katlı tasarım için tasarım özetleri verilmiştir.

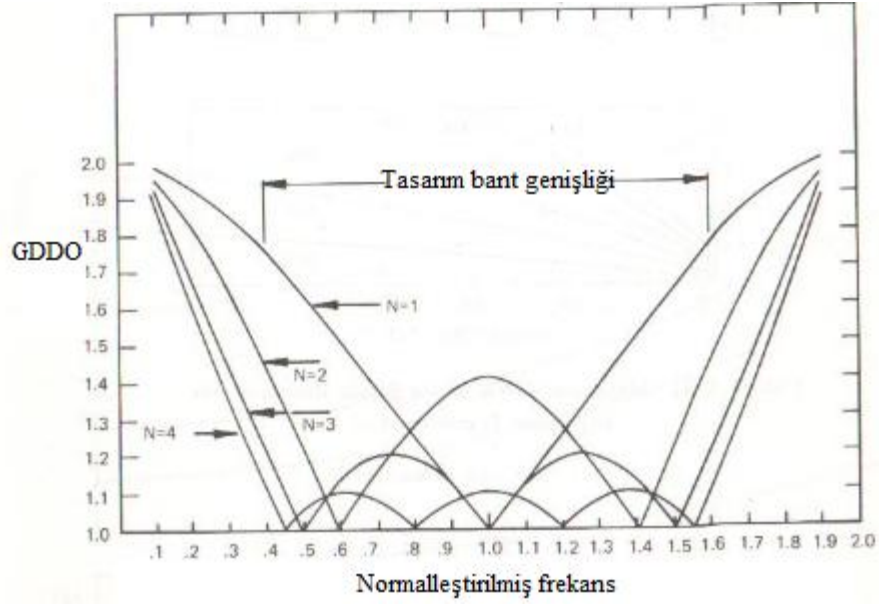


Şekil 2.4.9: Sıfır derece üç katlı eşit güç bölücü için tasarım eğrileri ($Z_0=50 \text{ ohm}$) [4]



Şekil 2.4.10: Sıfır derece dört katlı eşit güç bölücü için tasarım eğrileri ($Z_0=50$ ohm) [4]

Ayrıca farklı kat sayısında tasarımlar için normalleştirilmiş frekansa karşı GDDO başarımları Şekil 2.4.11’de verilmiştir [4].



Şekil 2.4.11: 1, 2, 3 ve 4 kat için 2:1 çeyrek dalga empedans dönüştürücülerin normalleştirilmiş frekansa karşı GDDO başarımları (bant genişliği=120%) [4]

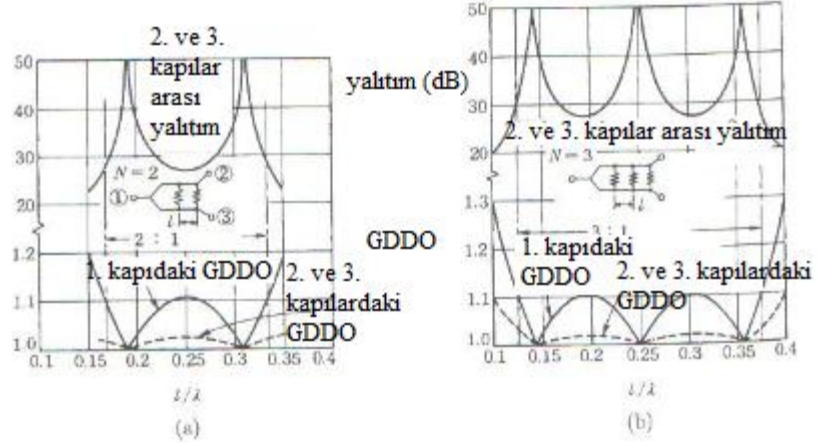
Bu tip cihazların başarımların karakteristikleri tek katlı tasarıma çok benzer. Yalnız tek kat devrede GDDO ve yalıtım karakteristikleri klasik eşit kırılma fonksiyonlarına uyar. GDDO ‘nun giriş ve çıkış için en küçük değeri iki çıkışın arasındaki yalıtımın en büyük olduğu durumda oluşur. Yalıtım kuramsal olarak sonsuza gider ve sadece devrenin tasarım mekaniği ile sınırlıdır. En küçük yalıtım değeri şöyle hesaplanabilir [4].

$$I = 20 \log_{10} \left(\frac{2.35}{S_{em} - 1} \right) \text{ db} \quad 2.4. k$$

$$S_{em} = S_{in} = \text{En büyük GDDO kırılması}$$

Bu bölümdeki denklemler Maloratsky L.’nin “Passive RF and Microwave Integrated Circuits” [6] kitabından alınmıştır.

Şekil 2.4.12’de iki ve üç katlı güç bölücü yapılarının, yalıtım ve GDDO bakımından frekans başarımları verilmiştir [2].

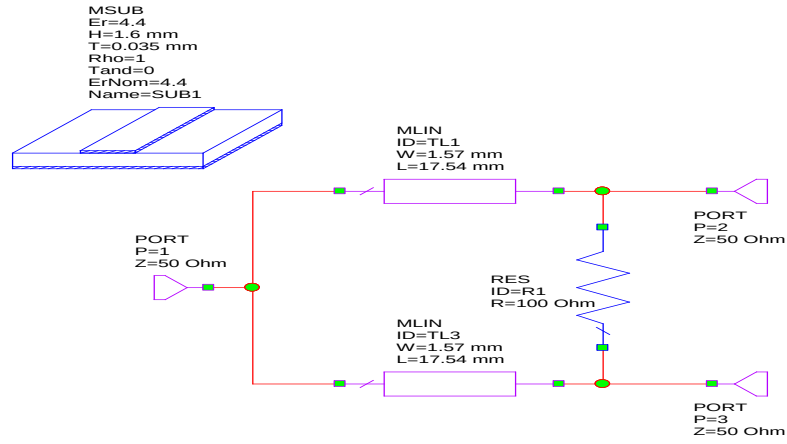


Şekil 2.4.12: Geniş bant güç bölücü yapıları ve frekans başarımları [2]

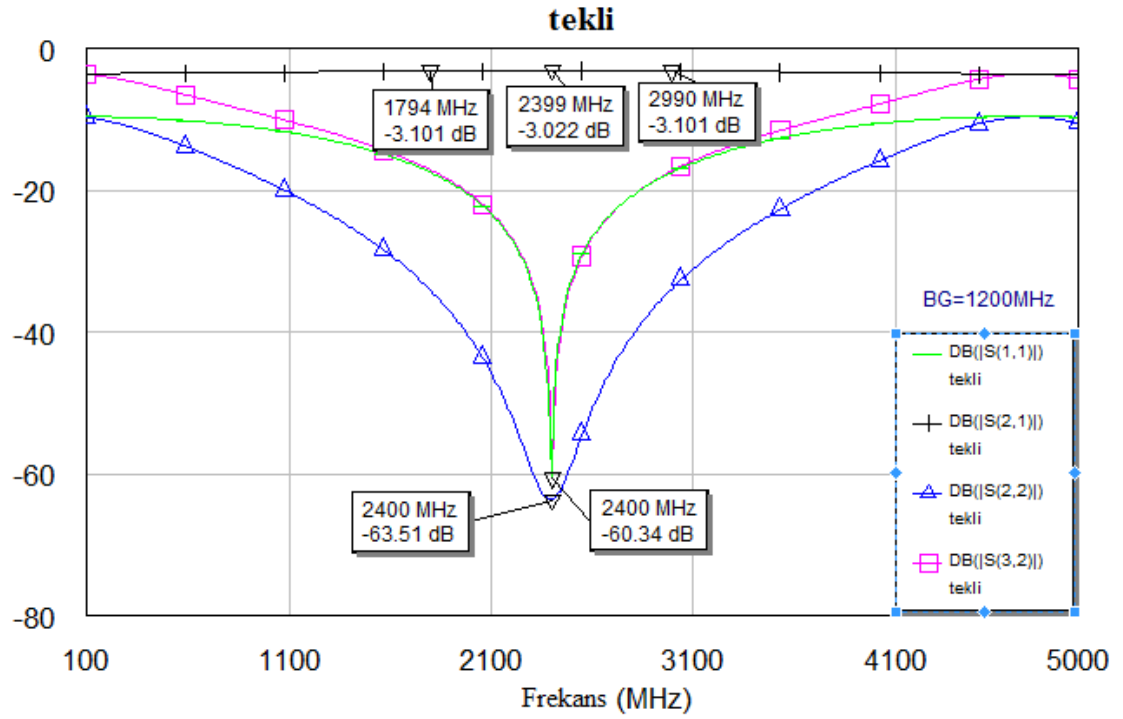
Kuramsal başarımların karakteristiğinin gerçekleştirilmede devrede kullanılan dirençlerin fiziksel kalitesi ve devrenin esneklik ve doğruluk anlamında yapım kalitesinin fonksiyonuna bağlı olarak bir çarpanla azalacağı unutulmamalıdır. Bu düşüş genelde düşük frekans bölgeleri olan L ve S bantlarında azdır ancak X ve Ku bantlarında önemli hale gelir. En düşük yalıtımın kuramsal değerlere göre gerçekleştirilmede 35-40% oranında düşük çıktığı görülmüştür. Kat sayısı arttıkça bant genişliğinin artmasına karşın kaybın ve devre boyutunun ve de maliyetin artacağı açıktır [4].

MWO benzetim ortamında [13] tekli, iki katlı, üç katlı, dört katlı devreler ve tasarım sonuçları Şekil 2.4.12, 2.4.13, 2.4.14, 2.4.15, 2.4.16, 2.4.17, 2.4.18, 2.4.19’ da verilmiştir.

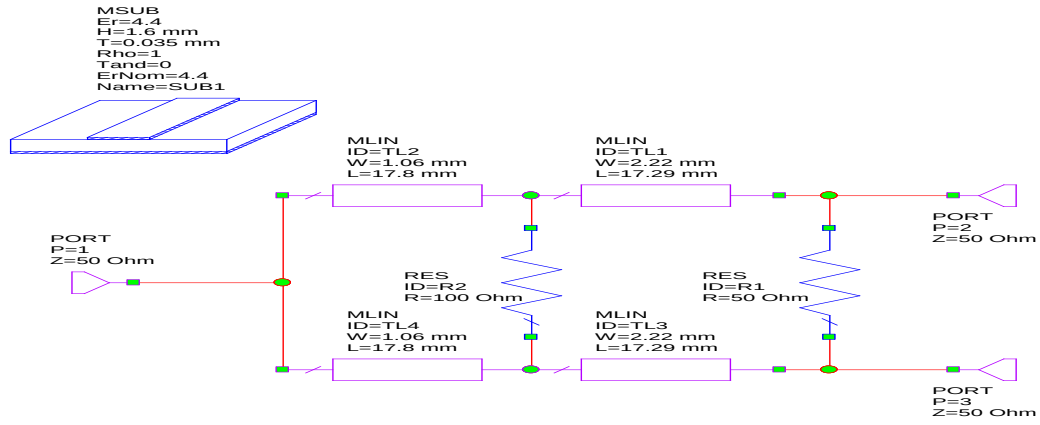
Bölmelerin empedansları ve yalıtım dirençleri Wilkinson power divider spreadsheet’te[8] hesaplatılmıştır.



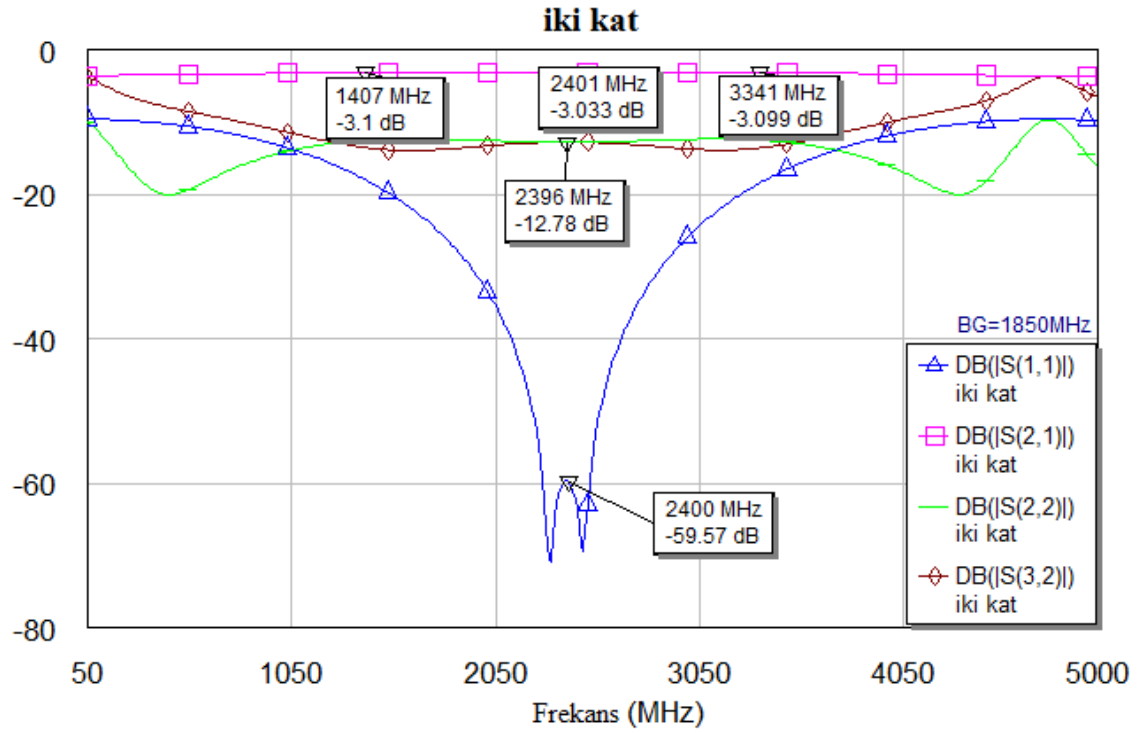
Şekil 2.4.12: Tekli, gücü eşit bölen iki yollu WGB



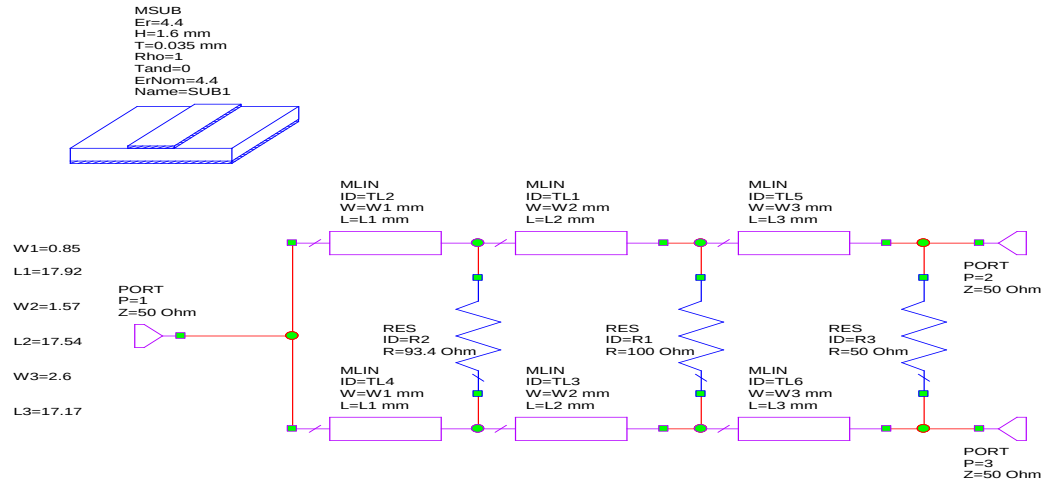
Şekil 2.4.13: Tekli, iki yollu gücü eşit bölen WGB benzetim sonuçları



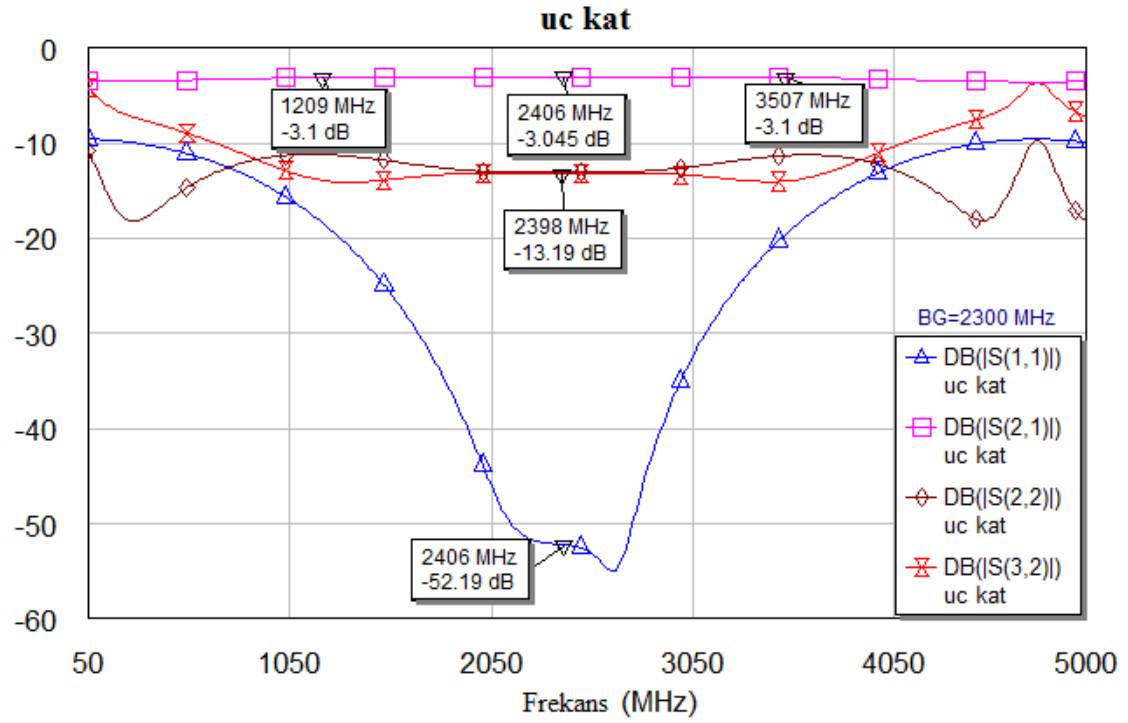
Şekil 2.4.14: İki katlı, iki yollu gücü eşit bölen WGB



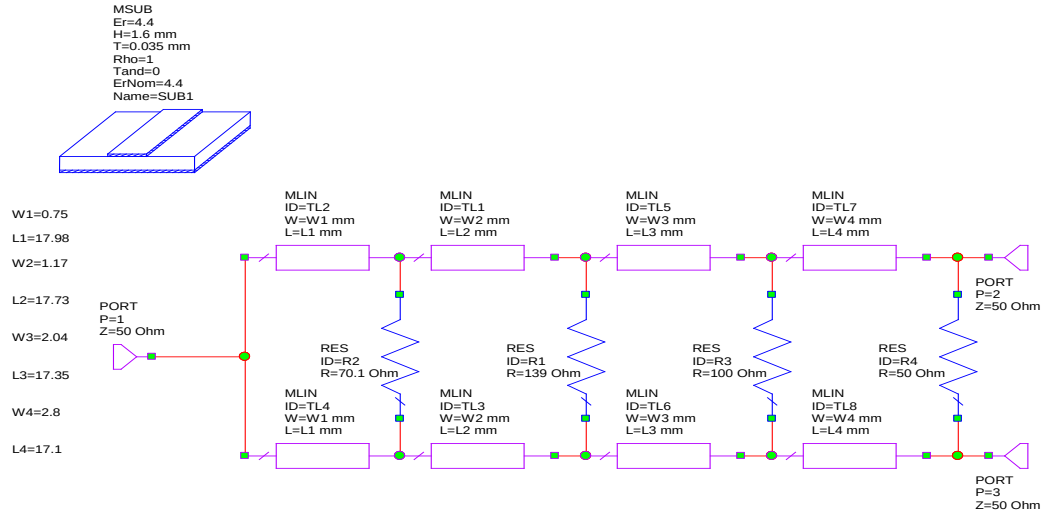
Şekil 2.4.15: İki katlı, iki yollu gücü eşit bölen WGB benzetim sonuçları



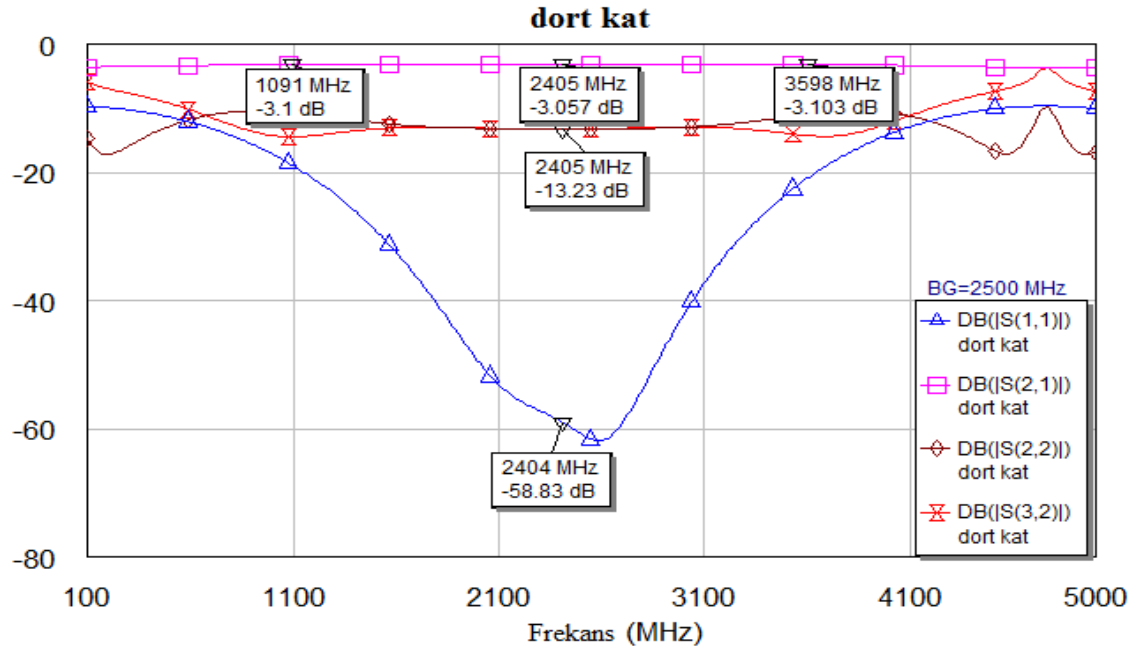
Şekil 2.4.16: Üç katlı, iki yöllü gücü eşit bölen WGB



Şekil 2.4.17: Üç katlı, iki yöllü gücü eşit bölen WGB benzetim sonuçları



Şekil 2.4.18: Dört katlı, iki yollu gücü eşit bölen WGB



Şekil 2.4.19: Dört katlı, iki yollu gücü eşit bölen WGB benzetim sonuçları

Tasarımlarda bant genişliği olarak yaklaşık 98% güç çevirmesine denk gelen ileri yol iletimi (S_{12}) ölçüt olarak alınmıştır. Bir çıkışa düşen güç oranı $0.98/2=0.49$ olur. Ölçüt dB olarak $10\log 0.49 \cong -3.1$ dB'dir. Tasarımlarda merkez frekans olarak 2.4 GHz alınmıştır.

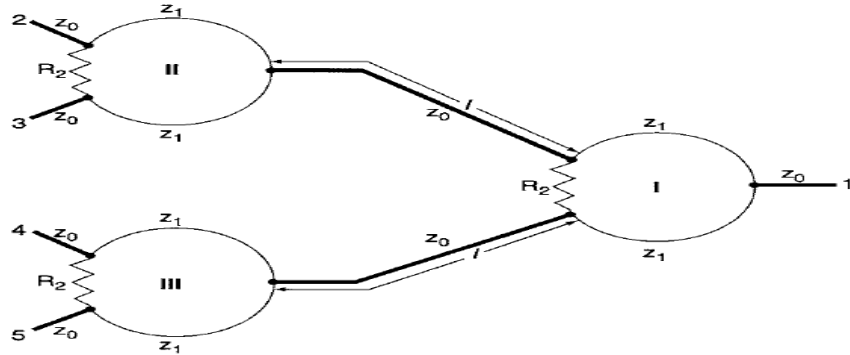
Merkez frekans başarımı bakımından $S_{21}=S_{31}$ 'in $10 \log(1/2) \cong -3.01$ dB ekleme kaybı beklenir. S_{11} giriş kapısına geriye dönen işaret, çıkış kapılarındaki yansımalar $S_{22}=S_{33}$ ve çıkışlar arası yalıtım S_{32} değerlerinin düşük olması istenir.

Yukarıdaki grafikler incelenecek olursa şu sonuçlara ulaşılabilir.

- 1) Kat sayısının arttırılmasının temel faydası, bant genişliğinin artmasıdır.
- 2) Çıkışlar arası yalıtım (S_{32}) artmıştır.
- 3) Çıkışlardaki yansımalar ($S_{22}=S_{33}$) azalma gözlemlenmiştir.
- 4) İşaretin ikiye bölünmesinde dengesizlik ($S_{21}=S_{31}$) artmıştır.
- 5) Girişteki yansımalar (S_{11}) genel olarak bir artış karakteristiği çizmiştir.
- 6) Devre kat sayısı arttıkça büyür bu hem maliyeti arttırır hem de gerçekleştirme açısından zorluklar çıkarır.

2.5 Çok Kanallı Tasarım

Çok kanallı güç bölücü ve birleştirici yapısı Şekil 2.5.1'de gösterilmiştir. Böyle bir devrede en iyi başarımlı bölücüler arası uzaklık dalga boyunun yarısı olduğunda elde edilir [6].



Şekil 2.5.1: 4 yollu, çok kanallı WGB yapısı [6]

Bu durumda S parametreleri şöyle elde edilir.

$$|S_{11}| \cong \left| \frac{\cos^2 \theta}{8 + \cos^2 \theta} \right| \sqrt{\frac{288 + \cos^2 \theta}{8 + \cos^2 \theta}} \quad 2.5. a$$

$$|S_{12}| = |S_{13}| = |S_{14}| = |S_{15}| \cong \left| \frac{4}{8 + \cos^2 \theta} \right| \quad 2.5. b$$

$$|S_{22}| = |S_{33}| = |S_{44}| = |S_{55}| \cong \left| \frac{1}{\sqrt{64t^4 + 80t^2 + 9}} \frac{\sqrt{(9\cos^2 \theta + 4)^2 + 72\sin^2 2\theta}}{8 + \cos^2 \theta} \right| \quad 2.5. c$$

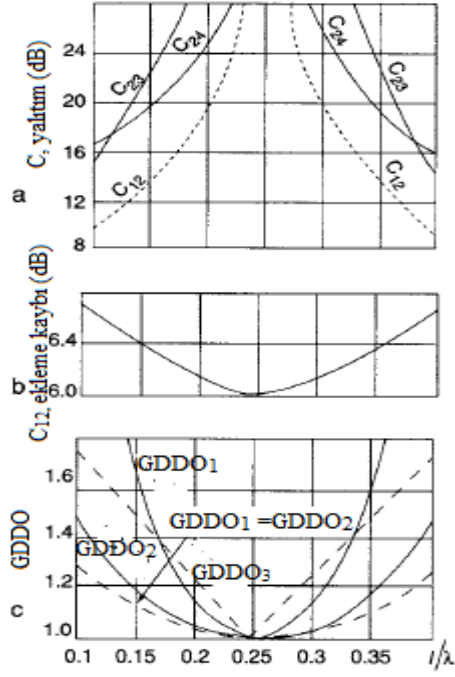
$$|S_{23}| = |S_{45}| \cong |S_{24}| = |S_{34}| = |S_{25}| = |S_{35}| \cong \frac{8}{8 + \cos^2 \theta} \left| \sqrt{\frac{2t^2 + 1}{64t^4 + 80t^2 + 9}} \right| \quad 2.5. d$$

$|S_{45}| \cong |S_{24}|$ eşitliği merkez frekansta doğru sayılabilir. LMŞ15ada giriş gücünü tek katta ve iki defada ikiye bölerek dört eşit çıkış gücüne bölen devrelerin frekans karakteristiklerinin karşılaştırılması verilmiştir. Bu karşılaştırma üç bölücülü yapının giriş-çıkış kapılarının uyumluluğu tek bölücülü yapıya göre frekans değişimlerine daha duyarlı olduğunu göstermektedir. Kusursuz bağlantı durumunda elde edilen frekans karakteristiği, bölmelerin kuramsal olarak bulunan değerlerinden sapmalar olduğu göz önünde bulundurularak kusurlu bağlantının sabit frekanstaki frekans karakteristiği olarak düşünülebilir. Buradan da 1 uzunluklu hatların üç bölücülü yapıda daha az hata esnekliğiyle üretilmesi gerektiği sonucuna ulaşılır [6].

Yukarıdaki denklemlerden iki kanallı bölücünün ekleme kaybının C_{12} , tek kanallının iki katına eşit olduğu görülmektedir. Şekil 2.5.1'deki farklı kanal çıkışları arasındaki yalıtımlar C_{24} , C_{25} , C_{34} , C_{35} , tek kanallı bölücünün çıkışları arasındaki yalıtımlar ile iki kanallı bölücünün C_{12} ekleme kayıplarının toplamıdır [6].

Gerçeklemede üçlü bölücünün bağlantı karakteristiği kusursuz kuramsal değerlerden esneklik değerleri, iletim hatlarındaki kayıplar ve sonlandırmaların uyumsuzluğu nedenleriyle uzaklaşır. Tabanın kalınlığındaki, dielektrik sabitindeki ve hatların genişliklerindeki toleranslar sebebiyle Y_1 admitansının kuramsal değerinden sapmasına neden olur [6].

Şekil 2.5.2'de tek ve iki kanallı devrelerin yalıtım, ekleme kaybı ve GDDO başarımları verilmiştir [6].



Şekil 2.5.2: Tek ve iki kanallı devrelerin yalıtım, ekleme kaybı ve GDDO başarımları (kesikli çizgiler tek kanallı, düz çizgiler iki kanallı bölme için) [6]

Y_1 değerindeki bu değişimin üç bölücülü sistem değişkenlerine etkisi şu şekilde sonuçlanır [6].

$$|S_{11}| \cong \left| \frac{1 - 2Y_1^2}{1 - 2Y_1^2} \right|^3 \quad 2.5. e$$

$$|S_{12}| = |S_{13}| = |S_{14}| = |S_{15}| \cong \frac{2Y_1^2(3 + 4Y_1^2 + 12Y_1^4)}{(1 + Y_1^2)^4} \quad 2.5. f$$

$$|S_{22}| = |S_{33}| = |S_{44}| = |S_{55}| \cong \left| \frac{1 - 2Y_1^2}{1 - 2Y_1^2} \right| \left| \frac{1}{2} - \frac{2Y_1^2(3 + 4Y_1^2 + 12Y_1^4)}{(1 + 2Y_1^2)^4} \right| \quad 2.5. g$$

$$|S_{23}| = |S_{45}| \cong |S_{24}| = |S_{34}| = |S_{25}| = |S_{35}| \cong \left| \frac{2Y_1^2(1 - 2Y_1^2)}{1 + 2Y_1^2} \right| \quad 2.5. h$$

Bu devrenin tek bölücülü devreyle karşılaştırılması ile tüm kapılardaki uyumsuzluğunun derecesinin Y_1 'e bağlılığı üç bölücülü devrede daha az olduğu görülür. Üç bölücülü yapının değişkenlerinin R_2 değerinin nominal değerinden sapmasına bağlılığı $Y_1 = 1/\sqrt{2}$ ve $l_1 = \lambda_1/2$ olduğunda $|S_{11}| = 0$ ve $|S_{12}| = 1/2$ olur ve

$$|S_{22}| = |S_{24}| = \frac{1}{4} \left| \frac{1 - Y_2}{1 + Y_2} \right| \quad 2.5.i$$

bağıntılarıyla bulunur [6].

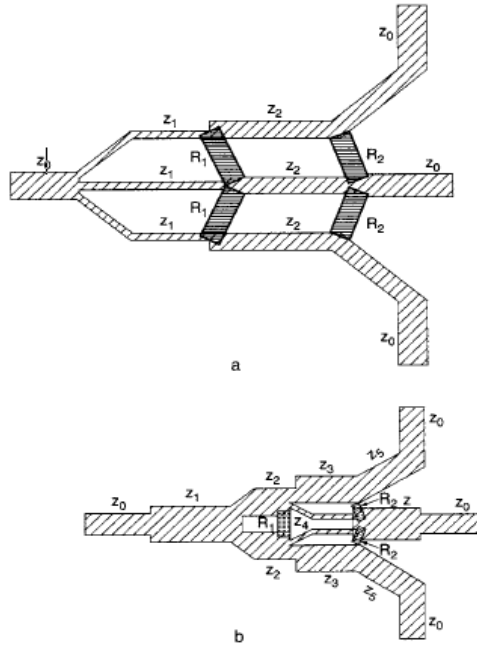
Üç bölücülü yapıyla tek bölücülü yapının özellikleri karşılaştırılırsa bu yapıların çıkışlarındaki uyumluluk değeri $GDDO_2$ 'nin, girişlerindeki uyumluluk değeri $GDDO_1$ 'in nominal değerinden sapmasından etkilenmesi bakımından üç bölücülü yapının daha az esnek olduğu söylenebilir. Üç bölücülü yapının herhangi iki çıkışı arasındaki yalıtım tek bölüclü yapıya göre 6.02 dB kadar daha iyidir [6].

Özetle, üç bölücülü yapıda Y_1 tüm değişkenleri etkilerken Y_2 yalnızca çıkış kapılarının $GDDO_2$ uyumluluk ve $|S_{45}| \cong |S_{24}|$ yalıtım değerlerini etkilediği söylenebilir. Ayrıca, uyum ve yalıtım Y_1 'e Y_2 'den daha çok bağlıdır [6].

Bu bölümdeki denklemler Maloratsky L.'nin "Passive RF and Microwave Integrated Circuits" [6] kitabından alınmıştır.

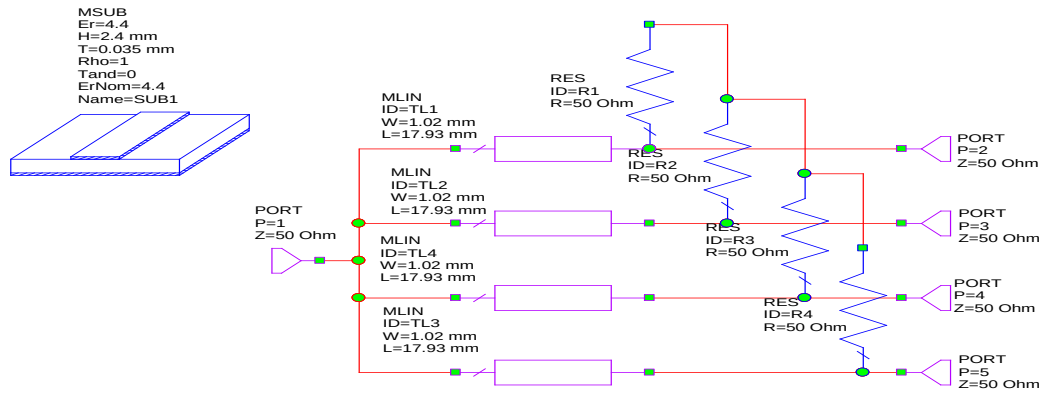
Anlatılan üç bölücülü devre, tekrarlanarak daha çok kanallı bölücü ve birleştiriciler tasarlanabilir.

Aynı özelliklere sahip tek sayı çıkış sayısına sahip bölücü yapabilmek için Şekil 2.5.3'teki devreler kullanılabilir [6].

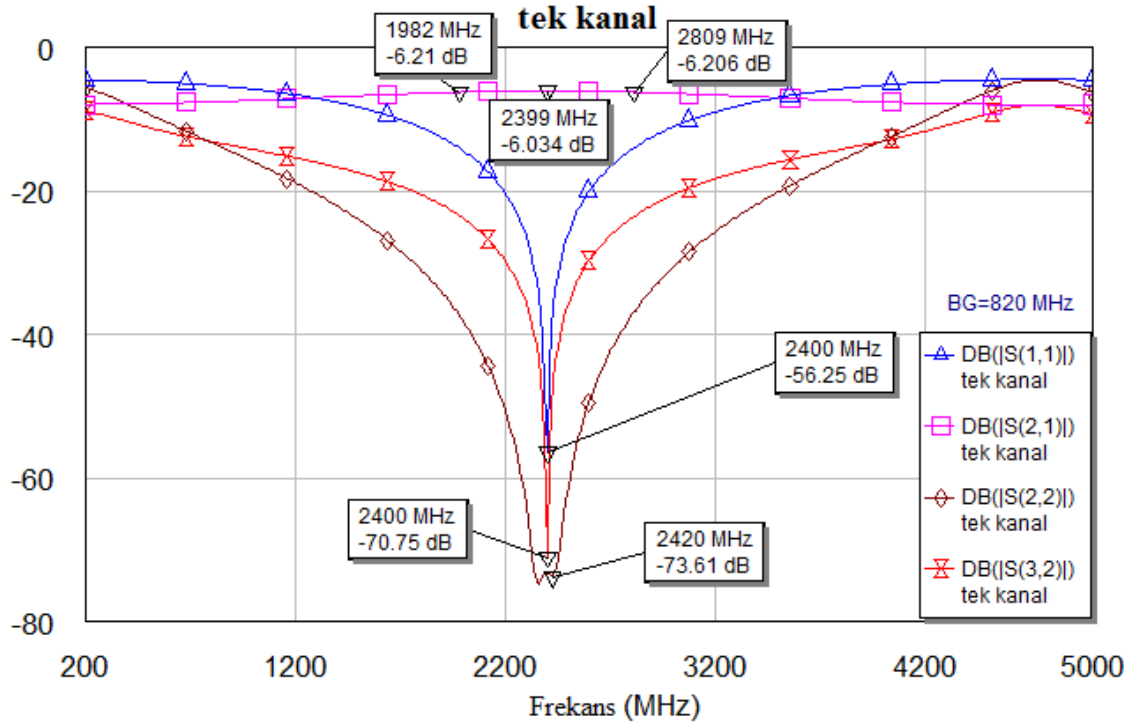


Şekil 2.5.3: Çok kanallı üçe bölme yapıları [6]

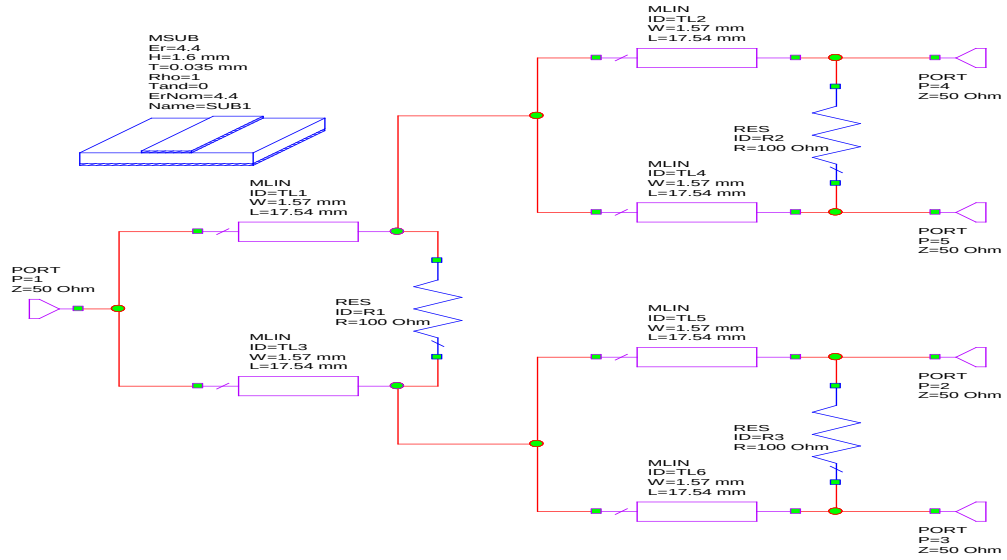
MWO benzetim ortamında [13] tek seferde dörde bölme ve iki kanalda dörde bölme devreleri ve tasarım sonuçları Şekil 2.5.4, 2.5.5, 2.5.4, 2.5.6’da verilmiştir.



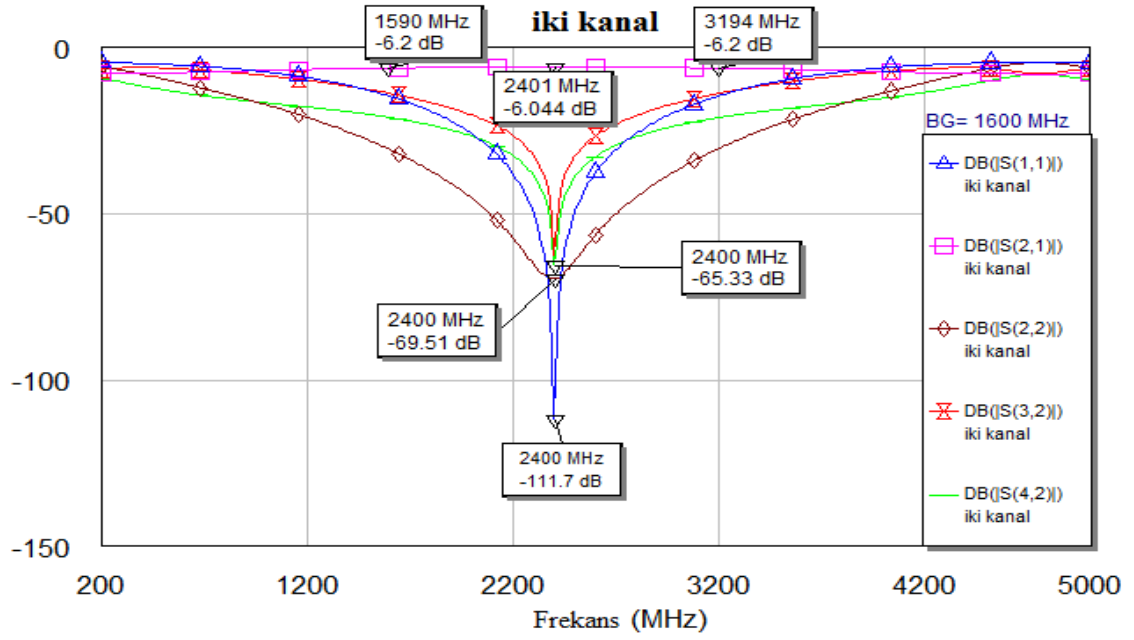
Şekil: 2.5.4: Tek seferde dörde bölme devresi



Şekil: 2.5.5: Tek seferde dörde bölme devresi S değişkenleri ve başarımları



Şekil: 2.5.6: İki kanalda dörde bölme devresi



Şekil: 2.5.7: İki kanalda dörde bölme devresi S değişkenleri ve başarımları

Tasarımlarda bant genişliği olarak yaklaşık 96% güç çevirmesine denk gelen ileri yol iletimi (S_{12}) ölçüt olarak alınmıştır. Bir çıkışa düşen güç oranı $0.96/4=0.24$ olur. Ölçüt dB olarak $10 \log 0.24 \approx -6.2$ dB'dir. Tasarımlarda merkez frekans olarak 2.4 GHz alınmıştır.

Merkez frekans başarımları bakımından $S_{21} = S_{31} = S_{41} = S_{51}$ için $10 \log(1/4) \approx -6.02$ dB ekleme kaybı beklenir. S_{11} giriş kapısına geriye dönen işaret, çıkış kapılarındaki yansımalar $S_{22} = S_{33} = S_{44} = S_{55}$ ve çıkışlar arası yalıtımın yüksek olması için $S_{54} = S_{32} \approx S_{52} = S_{53} = S_{42} = S_{43}$ değerlerinin düşük olması istenir.

Gerçekte, S değişkenleri tek ve çift mod analizleri ile bulunur [5].

Yukarıdaki grafikler incelenecek olursa şu sonuçlara ulaşılabilir.

- 1) İki aşamalı tasarımın giriş kapısındaki geriye dönüş kaybı (S_{11}) tek aşamalı tasarıma göre çok daha düşüktür ancak çıkış kapılarındaki geriye dönüş kaybı bakımından ($S_{22} = S_{33} = S_{44} = S_{55}$) tek aşama biraz daha iyi sonuç vermiştir.

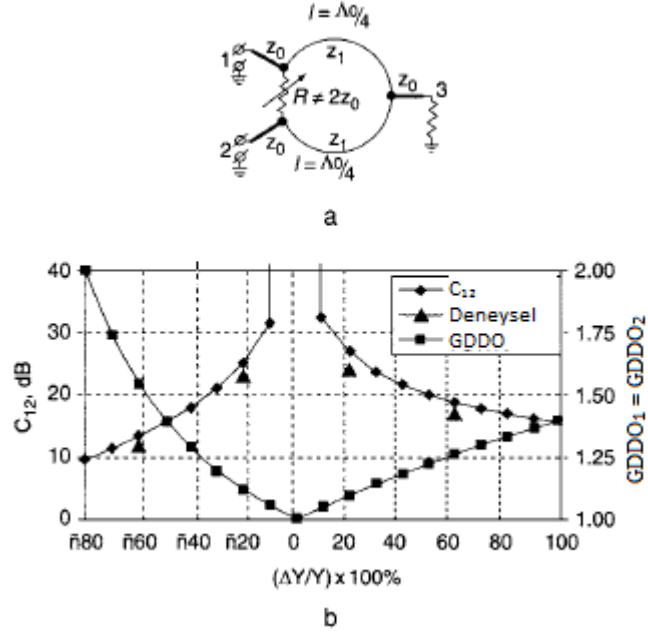
Genel olarak geriye dönüş kayıpları bakımından iki aşamalı tasarımın daha iyi olduğu söylenebilir.

- 2) İki aşamalı tasarımın bandı ($S_{21} = S_{31} = S_{41} = S_{51}$) daha geniştir..
- 3) İki aşamada, işaretin tam dörde bölünmesindeki dengesizlik ($S_{21} = S_{31} = S_{41} = S_{51}$) artmıştır.
- 4) Çıkış kapıları arasındaki yalıtım bakımından (merkez frekansta $S_{54} = S_{32} \cong S_{52} = S_{53} = S_{42} = S_{43}$) tek aşamalı tasarım daha iyi sonuç vermiştir.
- 5) Çıkış kapıları arasındaki yalıtım açısından incelenebilecek bir diğer konu ise yalıtımın dengesidir. Tek aşamada gerçeklemede tüm çıkış kapılarının arasında çok yakın yalıtım vardır. İki aşamada tasarımda ise ayrı ikili çıkış gruplarından seçilen birer çıkış arasındaki yalıtım, aynı grubun içindeki çıkışlar arasındaki yalıtıma ($S_{54} = S_{32} \neq S_{52} = S_{53} = S_{42} = S_{43}$) denk değildir.
- 6) Aynı boyutlu mikroşeritlerden tek aşamada tasarımda dört tane; iki kanallıda altı tane kullanılmıştır. Daha çok mikroşerit daha çok bağlantı elemanını da beraberinde getirecektir. Bu giderin artması demektir. Ayrıca tek kanallı tasarımda bir direnç daha fazla kullanılmıştır. Bu da tek kanallı tasarımın maliyetini arttıracaksa da fazladan kullanılan direnç güç tutma sınırını arttıracaktır.
- 7) İki kanallı tasarım daha büyük gözüксе de gerçekleşmesi tek kanallıya göre kolaydır. Çünkü her seferinde oluşan iki çıkış arasına gelen tek direnci koymak iki boyutlu yapıda dört direnci bağlamaya göre daha kolaydır. Ayrıca tekrarlı yapıyla iki kanallı tasarımın gerçekleşmesi gözüktüğü kadar zor olmayacaktır.

2.6 Belirli Bir Yalıtım Değerine Göre Tasarım

Bazı uygulamalarda yalıtımın belirli bir değerde olması istenir. Örneğin osilatör güçlerini birleştirirken belirlenmiş yalıtım koşulu osilatörlerin eş zamanlama ile çalışmasını sağlar [6].

Şekil 2.6a'daki güç birleştiricisi birinci ve ikinci kapıları arasında belirli bir yalıtım olacak şekilde tasarlanmıştır [6].



Şekil 2.6: Belirli yalıtım devresi ve yalıtım direncinin admitans değişimine bağlı başarımları [6]

Bu devrede yalıtım direncinin değeri normal durumun aksine $R \neq 2Z_0$ şeklindedir ve birinci ve ikinci kapıları arasındaki bağlaşım R direncinin değerine bağlıdır. R direncinin etkisi

$$GDDO_1 = GDDO_2 = \frac{|2(1 + Y) + (1 - Y)|}{|2(1 + Y) - (1 - Y)|}$$

$$C_{12} = 20 \log \left| \frac{2(1 + Y)}{Y - 1} \right| \text{ (dB)}$$

C_{12} değeri çıkış kapıları arasındaki yalıtım iken Y değeri yalıtım direnci R 'nin normalleştirilmiş admitansının iki katıdır ve şu şekilde ifade edilir [6].

$$Y = \frac{2Z_0}{R}$$

Giriş kapısı olan üçüncü kapıdaki geriye dönüş kaybı ise R değerinden bağımsızdır. C_{12} yalıtım değerinin kuramsal ve deneysel karakteristikleri ve $GDDO_1 = GDDO_2$ durumuna karşı admitans sapması $\Delta Y/Y$ değerinin değişimi 2.6b’de verilmiştir [6].

Şekil 2.6adaki devrede istenen yalıtım ve üçüncü kapının kusursuz empedans uyumu durumunda birinci ve ikinci kapılarda empedans uyumsuzluğu vardır. Osilatörlerin normal çalışmaları için birinci ve ikinci kapılarda iyi bir empedans uyumu gereklidir. Birinci ve ikinci kapıların istenen yalıtım değeri için kusursuz empedans uyumu için

$$Y_1 = \frac{1}{\sqrt{2Y}} \quad 2.6. a$$

$$z_1 = z_0 \sqrt{\frac{2z_0}{R}} (\Omega) \quad 2.6. b$$

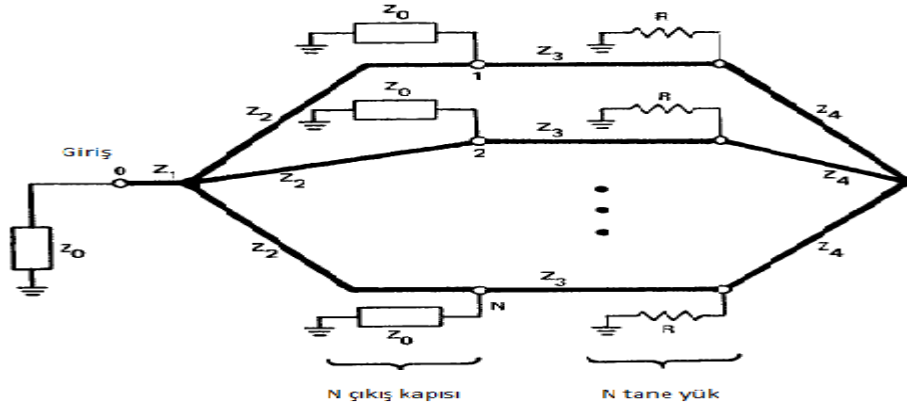
şeklinde hesap yapılmalıdır [6].

3. GYSEL GÜÇ BÖLÜCÜ/BİRLEŞTİRİCİ

Yüksek güç bölmede genellikle Gysel ve Wilkinson güç bölücüler kullanılır. Wilkinson güç bölücünün artıları; eklendiğinde oluşan kaybın düşük olması, çıkışlar arasında yüksek yalıtıma sahip olması, ve her kapıdaki uyumlanmış durum olarak gösterilmişse de Gysel güç bölücü bu özelliklere ek olarak harici yalıtım yükleri sayesinde daha yüksek güçlerde kullanılabilme, kolay gerçekleştirilebilir geometri (gerek yıldız gerekse delta bağlantıların yapılma zorluğu Gysel güç bölücüde yoktur çünkü devre elemanları yerine iletim hatları bir noktada kesişir) ve çıkış kapılarındaki dengesizliklerin gözlenme kolaylığı özelliklerine de sahiptir [9]. Fakat Gysel bölücünün Wilkinson bölücüye göre önemli bir eksisi bant genişliğidir. Bu konuda da çalışmalar vardır ve çeşitli bant genişletme teknikleri bulunmuştur.[10]. Gysel güç bölücüyle eşit olmayan bölme de gerçekleştirilmektedir [11].

3.1 Giriş

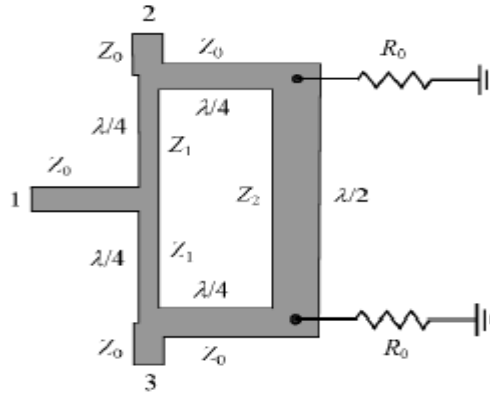
Şekil 3.1.1’de Gysel güç bölücünün genel yapısı verilmiştir. Z_1 karakteristik empedansında bir iletim hattı ve Z_2 karakteristik empedansında N iletim hattı ortak girişten N çıkış kapısına gitmektedir. Tüm iletim hatları merkez frekansta çeyrek dalga boyuna göre tasarlanmıştır. Orijinal Wilkinson güç bölücüde $Z_1 = Z_0$ ve yıldız direnç bağlantısı N çıkış kapısı arasında doğrudan yapılır ki bu zor bir ve karmaşık bir tasarım gerektirir. Gysel bölücüde yıldız bağlantısının yerini iletim hattı ve her Z_3 empedanslı iletim hattının sonundaki R değerli paralel dirençlerden oluşan bir birleşim almıştır. Z_3 empedanslı iletim hatları her çıkışı kendi yüküne bağlamaktadır. Her yük kapısı Z_4 karakteristik empedanslı iletim hatları ile ortak bir noktaya bağlanmıştır. Deneysel ortamda R değerli paralel yükler R karakteristik empedanslı iletim hatları ile değiştirilebilir. $R=Z_0$ seçmek uygundur ancak başka değer seçmek de olasıdır. Böylelikle yükler, harici elemanlar olarak davranır ve bu yüzden artık bölücünün güç sınırlayıcısı değildirler. Artık bölücünün iletim hatlarının dayanabileceği gerilim seviyesi ve iletim hatlarının ısı atımı güç tutma sınırını belirler. Yüklerin güç tutma özelliği de ayrıca düşünülmelidir [9].



Şekil 3.1.1: Gysel N-yollu güç bölücü/birleştirici [9]

Gerek şerit hat(stripline) gerek mikroşerit (microstrip) gerekse levha(slabline) tasarımlarda göreceli olarak kolaylık sağlanmıştır. Güç bölücü olarak kullanımda eşit bölmenin nerde bozulduğu her hattın yükünün ayrı olmasından dolayı rahatça gözlemlenebilir [9].

Şekil 3.2’de gücü ikiye bölen Gysel görülmektedir. Bir numaralı kapı giriş, iki ve üç numaralı kapılar çıkış, dört ve beş numaralı kapılar ise yük kapılarıdır. Yük kapıları bir dirençle toprağa bağlı olduklarından bu da ısı atımını arttırdığından yüksek güç uygulamalarında Gysel tercih edilir. Çıkılabilecek güçte dirençlerin oynama payı ve mikroşerit tabanının dielektrik dayanımı da rol oynar [10].

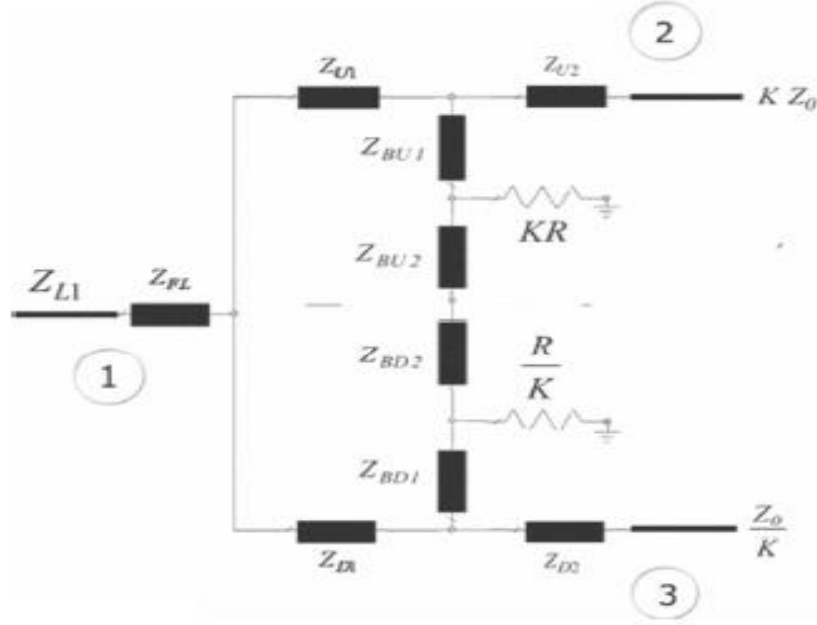


Şekil 3.1.2: Gysel ikiye bölücü [7]

Gysel eşit olmayan güç bölücü de tıpkı eşit bölücüde olduğu gibi Wilkinson eşit olmayan güç bölücüye göre daha yüksek güç uygulamalarında kullanıma daha elverişlidir. Gysel eşit olmayan bölücü Wilkinson eşit olmayan güç bölücünün çıkışlar

arası yüksek yalıtım, çıkışlar arası faz farkı olmaması, girişteki empedans uyumu gibi özelliklerine ek olarak daha yüksek güçlerde kullanılabilme özelliğine sahiptir [11].

Şekil 3.1.3'teki devrede iletim hattı empedansları, $K^2:1$ oranında güç bölmesi gerçekleştirecek şekilde hesaplanmıştır. İki numarayla gösterilen üst kısım empedansları üç numaralı alt kısım empedanslarının K^2 katıdır. $Z_{U1} = K^2 Z_{D1}$, $Z_{U2} = K^2 Z_{D2}$, $Z_{BU1} = K^2 Z_{BD1}$, $Z_{BU2} = K^2 Z_{BD2}$. Şekil 3.1.4'te $K=\sqrt{2}$ için benzetim sonuçları gösterilmiştir [11].

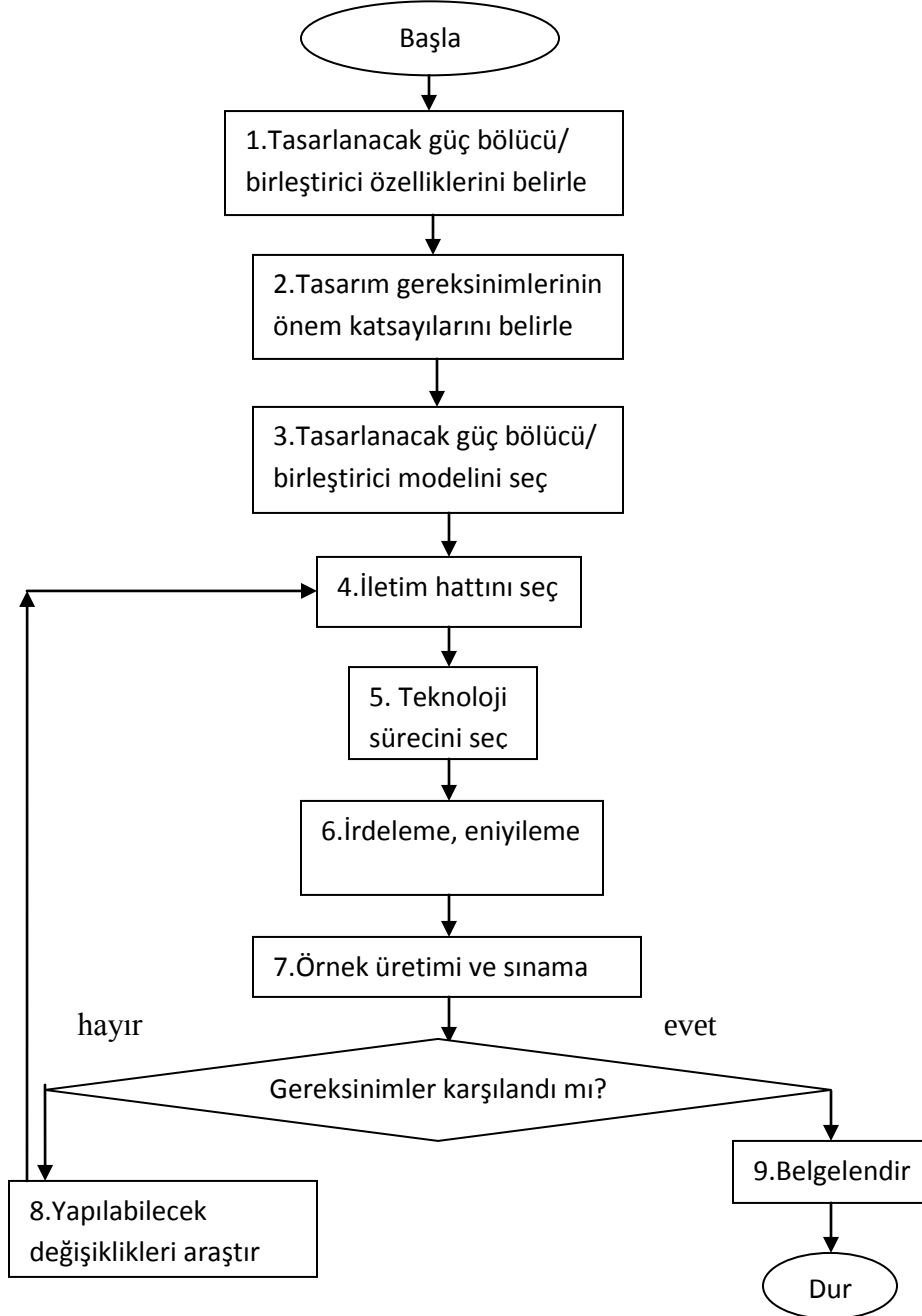


Şekil 3.1.3: Eşit olmayan geniş bantlı Gysel güç bölücü eşdeğer devresi

Gysel güç bölücüyle WGB için bahsedilen çok katlı tasarım ve çok kanallı tasarım yapmak olasıdır.

3.2 88-108 MHz Gysel Üç Yollu Güç Bölücü/Birleştirici Tasarımı

Bir güç bölücü birleştirici tasarımında izlenmesi gereken yol Şekil 3.2.1’de verilmiştir.



Şekil 3.2.1: Güç bölücü birleştirici tasarım akışı [1]

Birinci tasarım basamağında tasarlanacak güç bölücüsünün 88-108 MHz bandında en az 93% etkinlik ile üçe bölme yapması (S_{12} 'nin bant boyunca $10 \log 0.31 \cong -5.1 \text{ dB}$ değerinin üstünde olması) ,yüksek güç uygulamalarına uygun olması, S_{11} 'in bant boyunca -15 dB'nin ve S_{22} 'nin bant boyunca -10 dB'nin altında kalması başarı ölçütleri olarak belirlendi.

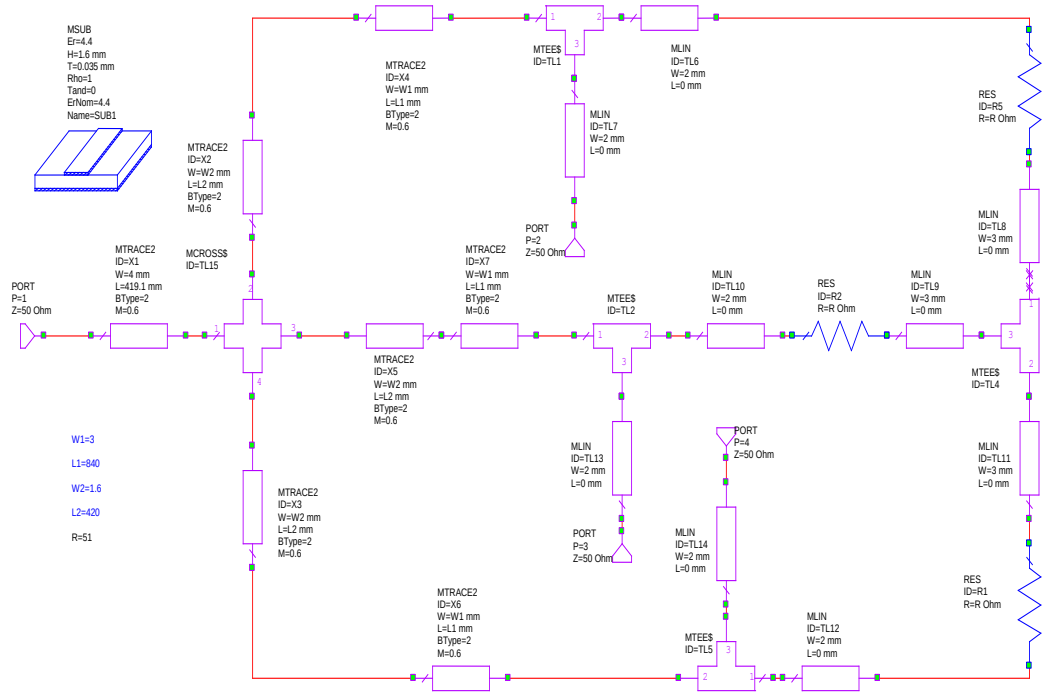
Tasarımın ikinci aşamasında bu tüm özelliklerin aynı derecede önemli olması sebebiyle tüm ağırlık katsayıları bir olarak alındı.

Tasarımın üçüncü aşamasında başta yüksek güç sığası özelliği olmak üzere istenen özellikleri sağlayacak güç bölücü tipi olarak Gysel güç bölücünün kullanılması uygun görüldü.

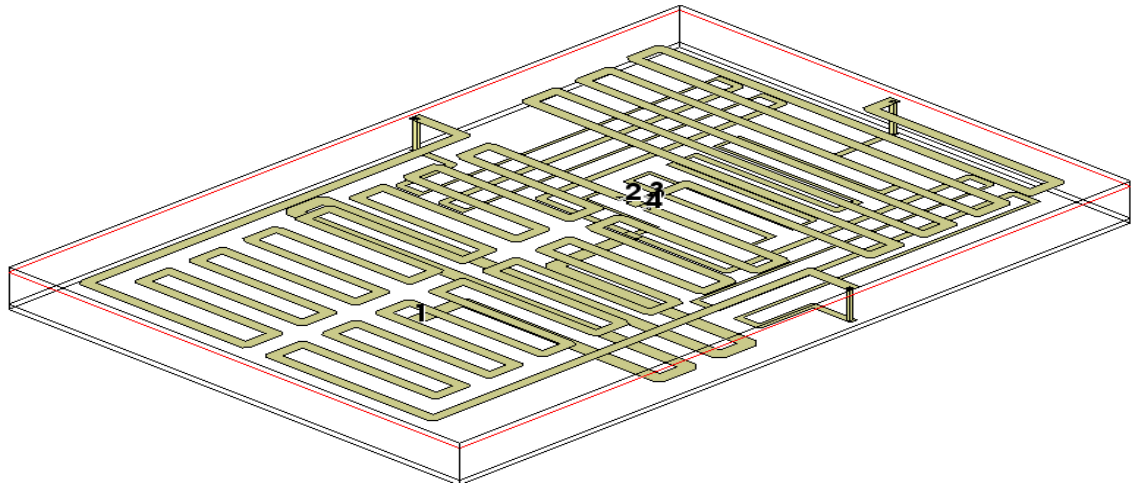
Tasarımın dördüncü aşamalarında devrenin güç tutma özelliği ve istenilen bant genişliğini rahatlıkla sağlaması bakımından mikroşerit hatlarla tasarım yeğlendi. 88-108 MHz bandında mikroşerit hatlar uzun çıkacağından, kaplanacak alanı azaltmak için $m=0.6$ bükülme katsayısına sahip iletim hatları kullanıldı.

Devrenin tasarım adımı beş çerçevesinde şekil 3.2.3'te görüldüğü gibi iki katlı olarak tasarlanması ve üç boyutlu bir şekle sahip olması, bölme sayısı $n>2$ için düzlemsel gerçekleşme zorluğundan ve çembersel devrelerin güç bölme etkinliği özelliğinden dolayı tercih edilmiştir [12].

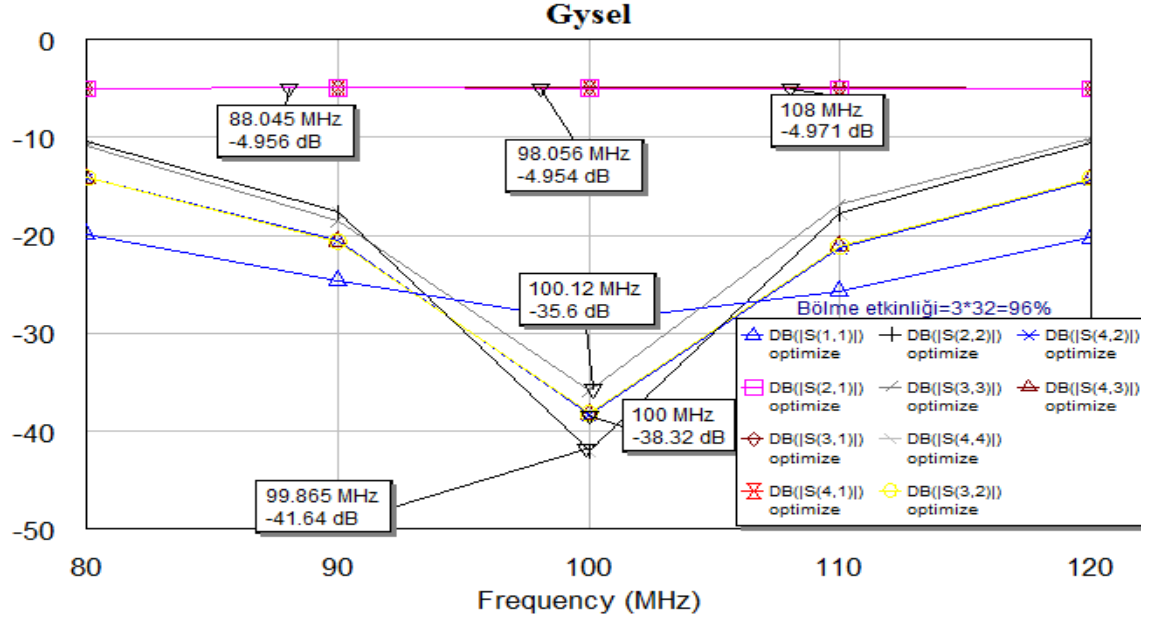
Araştırma sürecinden geçtikten sonra bu tasarım adımlarının uygulanmasıyla tasarlanan devre Şekil 3.2.2'de ve Şekil 3.2.3'de verilmiştir. Altıncı tasarım adımı Şekil 3.2.4'te son hali görülen başarımlar elde edilinceye kadar uygulanmıştır.



Şekil 3.2.2: MWO ortamında tasarlanan devre



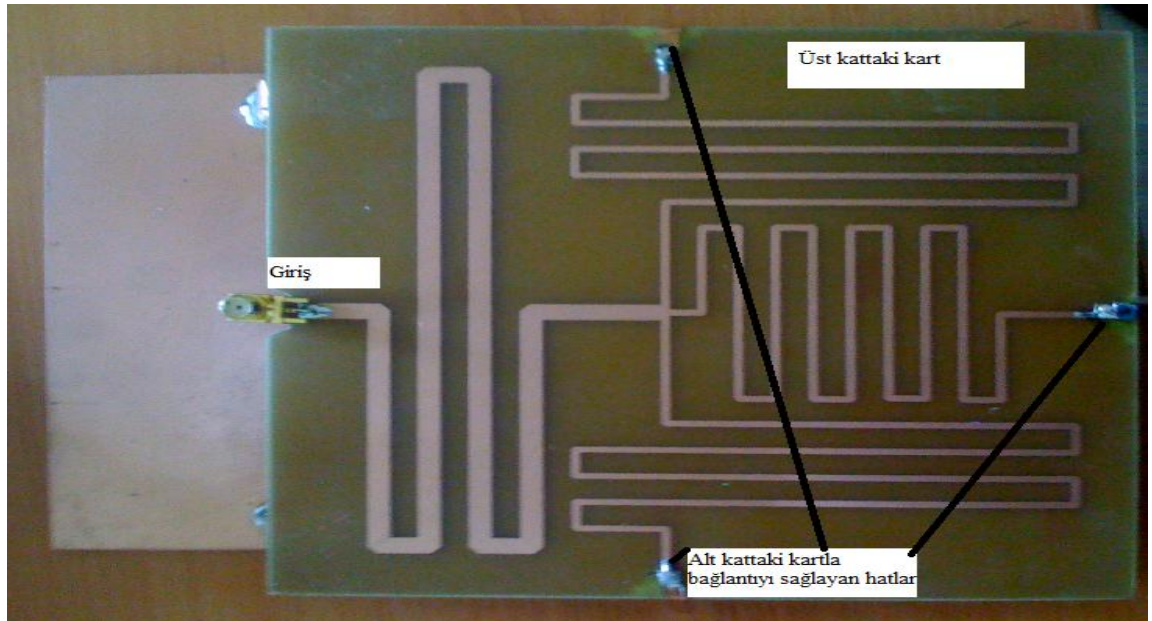
Şekil 3.2.3: Devrenin üç boyutlu görünümü



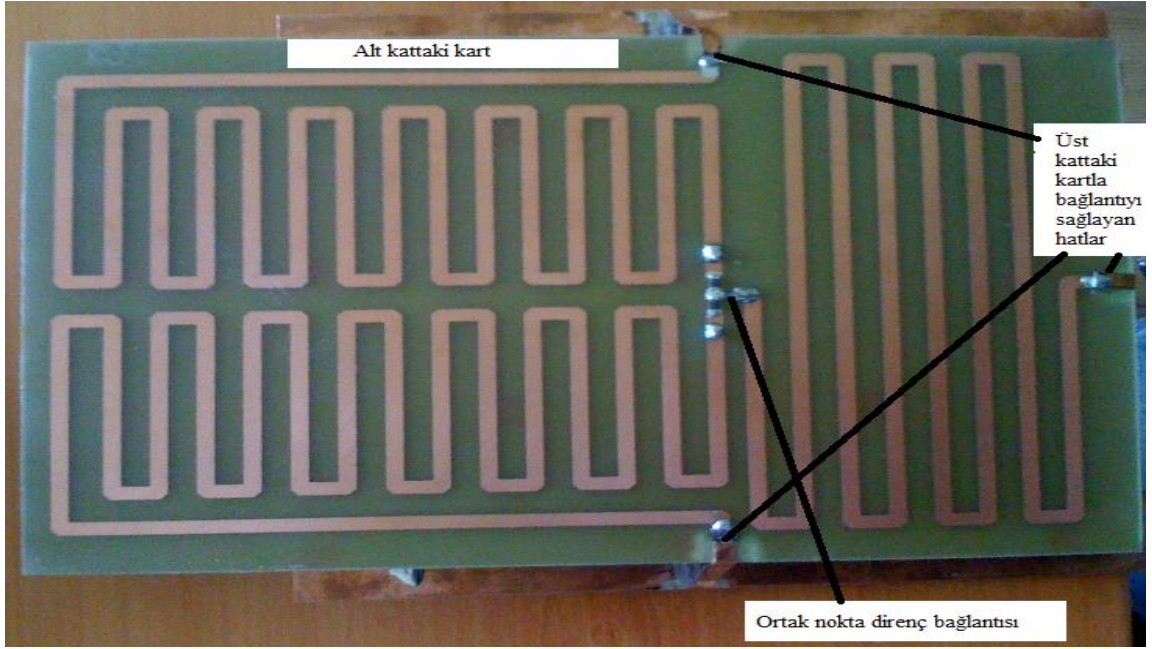
Şekil 3.2.4: Üç yollu Gysel güç bölücü MWO benzetim ortamı başarımı

Şekil 3.2.4'te devrenin istenen tüm özellikler bakımından başarılı olduğu görülmektedir.

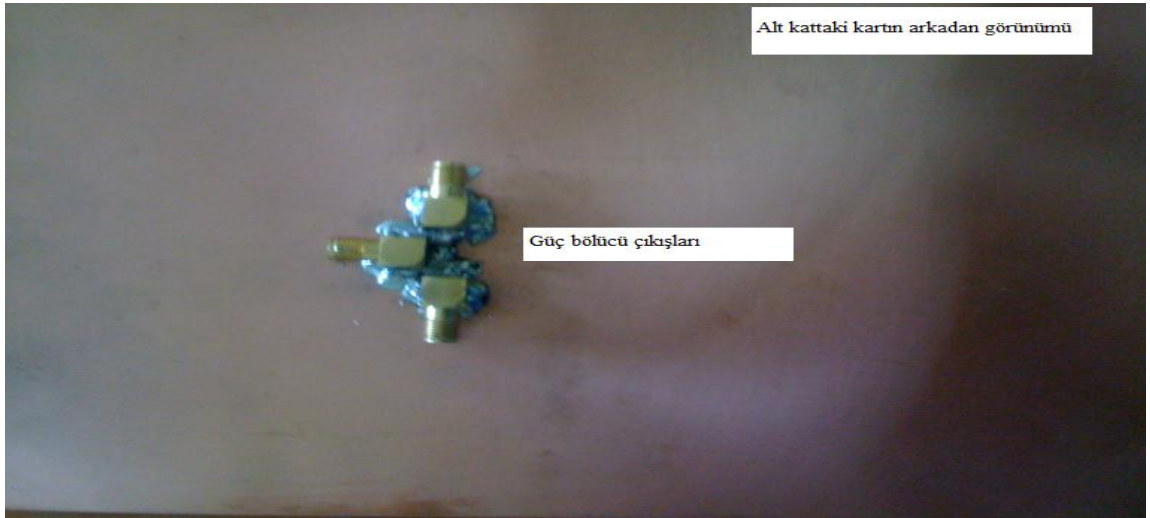
Tüm araştırma, irdeleme ve eniyileme sonucunda istenen benzetim ortamı başarımı elde edildikten sonra Şekil 3.2.6 ve Şekil 3.2.7'de görülen devre bastırılmıştır.



Şekil 3.2.5: Üç yollu Gysel güç bölücü devresinin üst katı

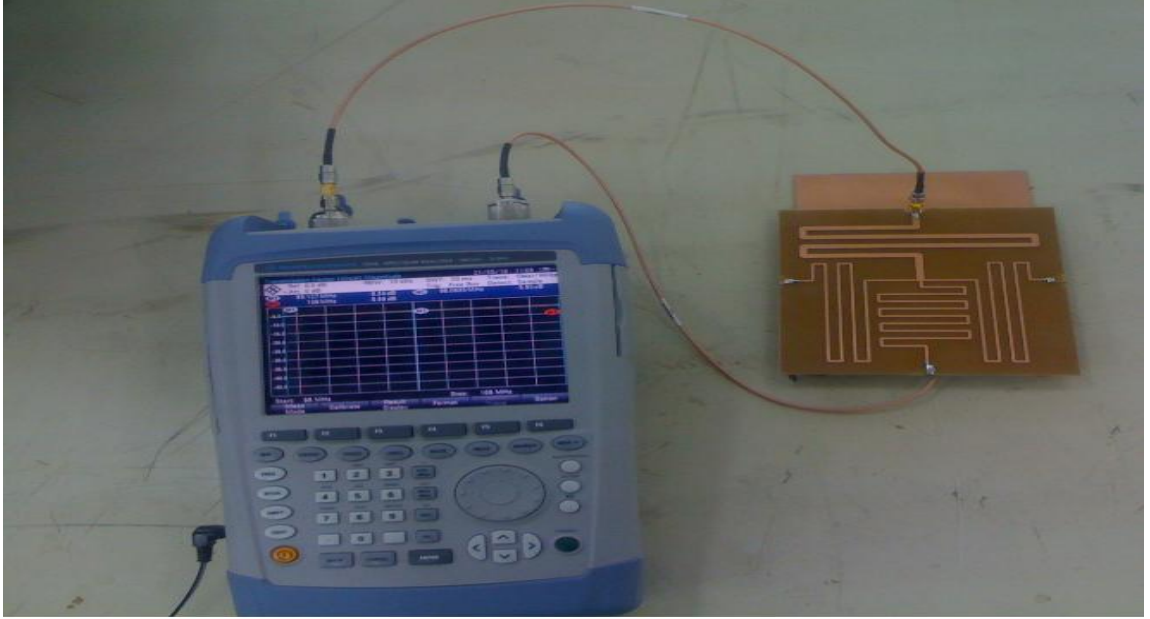


Şekil 3.2.6: Üç yollu Gysel güç bölücü devresinin alt katı

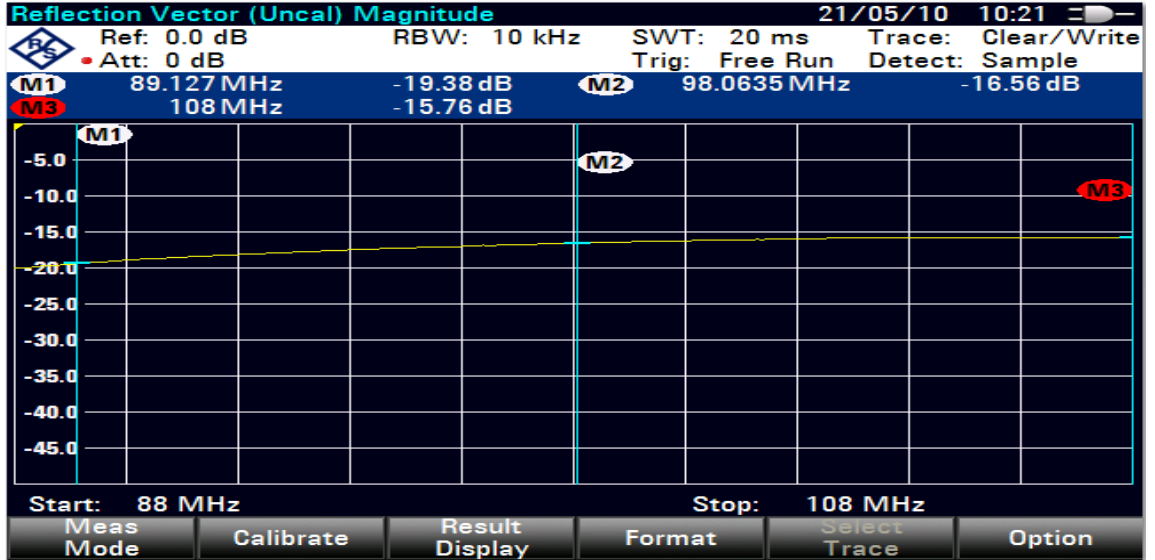


Şekil 3.2.7: Üç yollu Gysel güç bölücü devresinin alt katının altında bölünmüş güçlerin çıkışı

Yedinci tasarım adımında devre Rohde& Schwarz FSH8 Spectrum Analyzer 100kHz-8GHz modeliyle irdelenmiştir. Şekil 3.2.8’de görüldüğü gibi bağlandı ve Şekil 3.2.9, Şekil 3.2.10, Şekil 3.2.11, Şekil 3.2.12’de S değişkenlerine bakılarak başarımı incelendi.



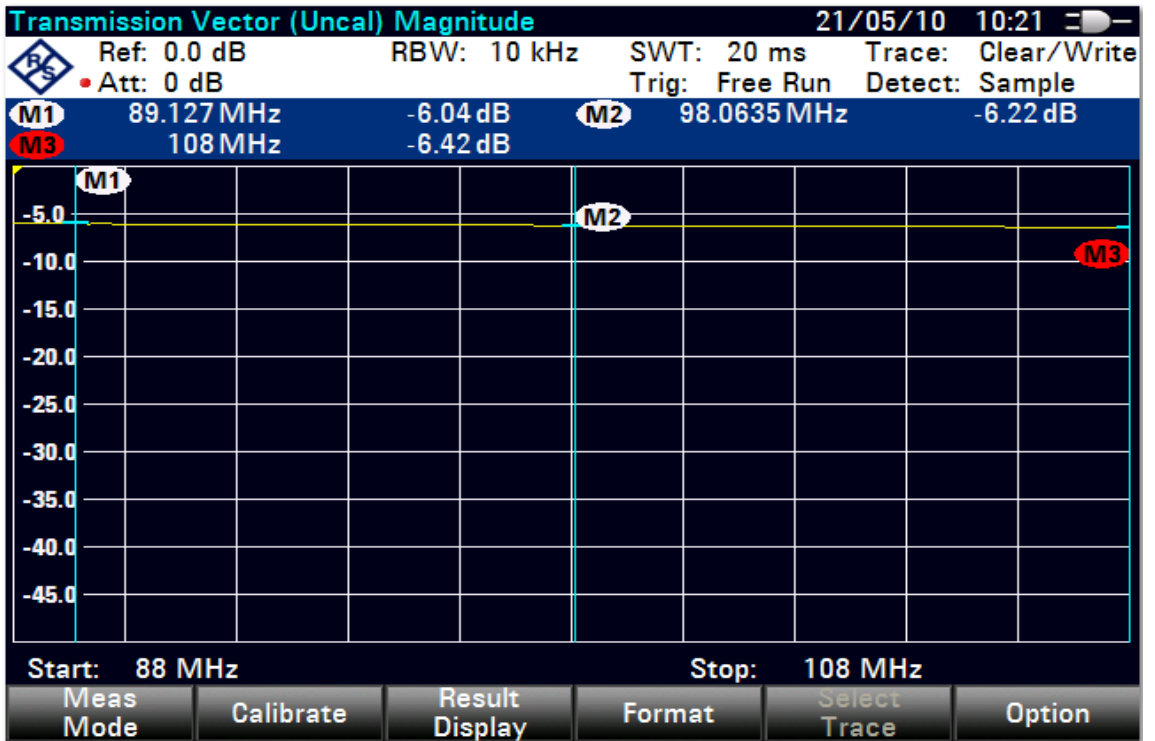
Şekil 3.2.8: Devre test altında



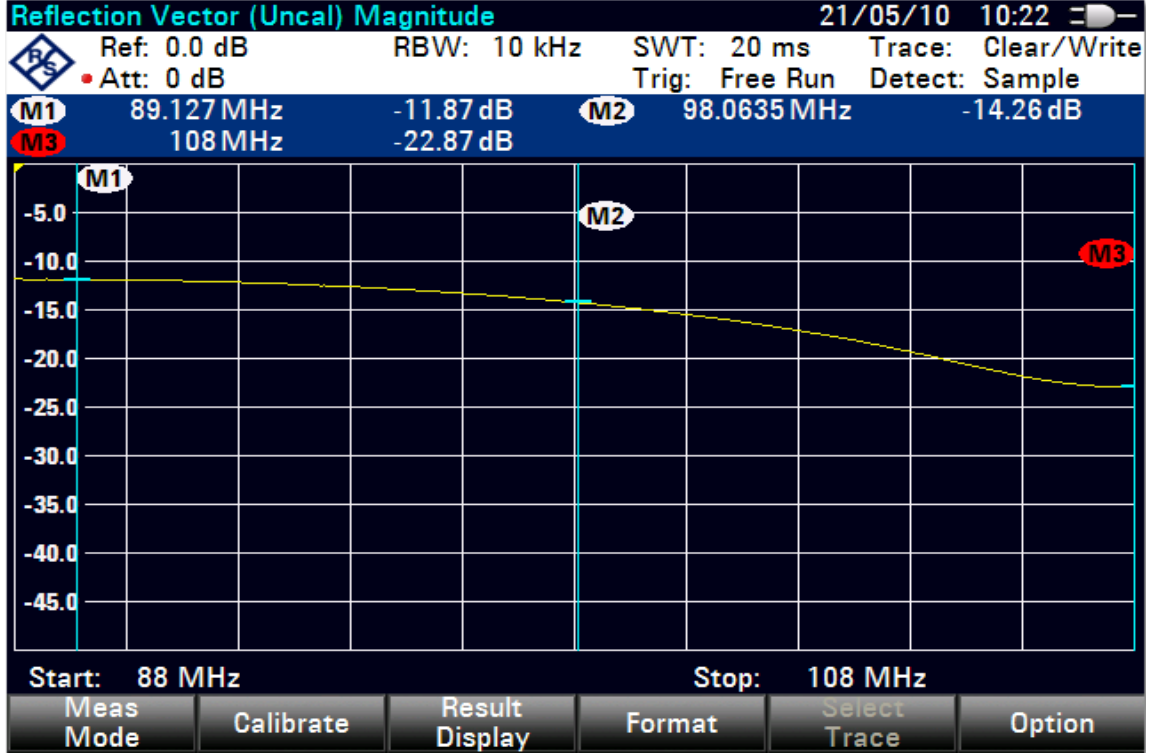
Şekil 3.2.9: S_{11} değişkeni sonucu



Şekil 3.2.10: S_{12} değişkeni sonucu



Şekil 3.2.11: S_{21} değişkeni sonucu



Şekil 3.2.12: S_{22} değişkeni sonucu

Devrenin S_{11} ve S_{22} başarımı istenen sınırlarda olmasına rağmen ileri yol iletimi istenen başarıya sahip değildir. Merkez frekanstaki -5.33 dB değeri düşünülürse, $3 \times 10^{-0.533} \cong 88\%$ bölme etkinliğine ulaşılmıştır. Hedeften 5%'lik bir sapma bulunmaktadır ve devrenin iyileştirilmesi için sekizinci tasarım adımına geçilmeli ve dokuzuncu tasarım adımına ulaşılmaya çalışılmalıdır.

4. SONUÇ

Bu çalışmada yüksek güç RF güç bölücü ve birleştirici yapılarının kuramının anlaşılması ve bu amaçla kullanılabilecek devrelerin tasarımını konusunda çalışma gerçekleştirilmiştir.

Wilkinson güç bölücü/birleştirici yapısı için eşit çıkış güçlerine bölme, dengeleme, eşit olmayan çıkış güçlerine bölme, çok katlı tasarım, çok kanallı tasarım ve istenen belirli bir yalıtım değerine göre tasarım konularında kuramsal bilgiler verilmiştir. Çok katlı tasarım ve çok kanallı tasarım konularında MWO benzetim ortamında benzetimler yapılarak gerek kuramsal bilgilerin doğruluğu araştırılmış gerekse yeni gözlem sonuçlarına ulaşılmıştır.

Gysel güç bölücüsü eşit olan ve olmayan bölme için irdelenmiş, daha sonra bu bitirme çalışmasının ereği olan 88-108 MHz Gysel eşit üçe bölme yapısının MWO benzetim ortamında tasarımı ve baskı devresi gerçekleştirilmiştir.

Çalışma sonucunda 88-108 MHz Gysel eşit üçe bölme devresi yüzde seksen sekiz güç çevirme oranı ve bu frekans bandında istenen yalıtım değerleri başarılarak elde edilmiştir.

Bu çalışmaya ek olarak:

1. Tasarım başarımı geliştirimi,,
2. Devrenin girişinin devamındaki iletim hattı yüksek güçlere dayanım açısından uygulamalarda tercih edildiği gibi eş eksenli hatlarla tasarımı,
3. Gysel güç bölücü için eşit olmayan bölme oranına bölme, dengeleme, çok katlı tasarım, çok kanallı tasarım, belirli yalıtım değerine göre tasarım ve ayarlamalı güç bölme gibi konulardaki uygulamaların geliştirimi, hedeflenmektedir.

KAYNAKLAR

- [1] **Maloratsky, L.G.**, “Setting Strategies for Planar Dividers/Combiners”, Microwave Journal, 62-84, Feb. 2010
- [2] **Konishi, Y.**, “Microwave Electronic Circuit Technology”, Marcel Dekker, Inc., New York, 273-284, 351, 397-399, 1998
- [3] **Wilkinson, E. J.**, “An N-Way Hybrid Power Divider”, IRE Trans. on Microw. Theory Techiques, Vol. MTT-8, pp. 116-118, Jan.1960
- [4] **Howe Howe, JR.**, “Stripline Circuit Design”, Artech House, Inc., Massachusetts, 70-73, 94-109, 1974
- [5] **Pozar D.M.**, “Microwave Engineering”, John Wiley & Sons, Inc., New York, 363, 1998
- [6] **Maloratsky, L.G.**, “Passive RF and Microwave Integrated Circuits”, Elseiver, Inc., Burlington, 162-185, 2004
- [7] **Grebennikov A.**, “Power Combiners, Impedance Transformers and Directional Couplers: Part II”, High Frequency Electronics, pp. 42-52, Jan. 2008
- [8] Url-1, <Microwaves101.com> “Wilkinson Power Divider Spreadsheet” alındığı tarih: 10.05.2010
- [9] **Gysel U. H.**, “A new N-way power divider/combiner suitable for high-power application,” in IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig., May 1975, vol.75, pp. 116–118.
- [10] **Oraizi H., and Sharifi A. R.**, “Optimum design of a wideband two-way gysel power divider with source to load impedance matching,” IEEE Trans. Microw. Theory Tech., Sep.2009, vol.57, no.9, pp. 2238-2248
- [11] **Oraizi H., and Sharifi A. R.**, “Design and optimization of a two-way gysel power divider with arbitrary power division and impedance matching,” Microwave Symposium (MMS), 2009 Mediterranean, 15-17 Nov. 2009, p.1
- [12] **Jain A., Sharma D. K.,Gupta A. K., Hannurkar P. R.**, “High-power, low-loss, radial RF power dividers/combiners”, APAC 2007, pp.520-522
- [13] Advencing the Wireless Revolution, Microwave Office Design Environment, AWR Corporation, ver. 2008, Los Angeles, 2008

ÖZGEÇMİŞ

Bilgin Kızıldaş, 03.11.1986'da Kırklareli'de dünyaya geldi. İlköğretimini Ziya Gökalp İlköğretim Okulu ve Fahri Kasapoğlu İlköğretim Okulu'nda, lise öğrenimini ise Kırklareli Anadolu Lisesi'nde tamamladıktan sonra, 2005 yılında İstanbul Teknik Üniversitesi Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde öğrenim görmeye hak kazandı. Haziran 2010'da bölümünden mezun oldu.