İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

WCDMA UYGULAMALARI İÇİN YÜKSEK DOĞRUSALLIKLI GÜÇ KUVVETLENDİRİCİSİ TASARIMI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Ramazan ATA

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektronik Mühendisliği Programı

MAYIS 2014

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

WCDMA UYGULAMALARI İÇİN YÜKSEK DOĞRUSALLIKLI GÜÇ KUVVETLENDİRİCİSİ TASARIMI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Ramazan ATA
(504111215)

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektronik Mühendisliği Programı

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Osman PALAMUTÇUOĞULLARI

MAYIS 2014

İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 504111215 numaralı Yüksek Lisans Öğrencisi **Ramazan ATA,** ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı **"WCDMA UYGULAMALARI İÇİN YÜKSEK DOĞRUSALLIKLI GÜÇ KUVVETLENDİRİCİSİ TASARIMI"** başlıklı tezini aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı : **Prof. Dr. Osman PALAMUTÇUOĞULLARI**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri : **Doç. Dr. Serkan ŞİMŞEK** .....
İstanbul Teknik Üniversitesi

Dr. Alper ÇABUK .....
MKR-IC

Teslim Tarihi : **5 Mayıs 2014**
Savunma Tarihi : **30 Mayıs 2014**

Hayata gözlerini yeni açan yeğenim Kerem'e,

ÖNSÖZ

Çalışmamın başından sonuna kadar tezime yaptığı rehberlik ve katkıları için danışmanım Prof. Dr. Osman Palamutçuoğulları'na teşekkür ederim. Ayrıca, her türlü desteği sağlayan değerli hocam Dr. Bülent Yağcı'ya ve TÜBİTAK BİLGEM RF Sistemleri grubundaki değerli çalışma arkadaşlarıma teşekkür ederim. Son olarak, bu noktaya ulaşmamda sonsuz emekleri bulunan aileme teşekkür ederim.

Mayıs 2014 Ramazan ATA

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ ..... **vii**
İÇİNDEKİLER ..... **ix**
KISALTMALAR ..... **xi**
ÇİZELGE LİSTESİ ..... **xiii**
ŞEKİL LİSTESİ ..... **xv**
ÖZET ..... **xvii**
SUMMARY ..... **xix**
1. GİRİŞ **1**
1.1 Doğrusallık 4
1.2 Doğrusal Olmayan Etkileri Ölçme Yöntemleri 6
1.2.1 Komşu kanal güç oranı (ACLR) 6
1.2.2 Üçüncü derece kesişim noktası (IP3) 7
1.2.3 1-dB bastırma noktası (P1dB) 7
1.2.4 Tepe – etkin güç oranı (PAPR) 8
1.3 Güç Kuvvetlendiricilerinin Modellenmesi 9
1.3.1 Belleksiz güç kuvvetlendiricilerinin modellenmesi 10
1.3.2 Bellekli güç kuvvetlendiricilerinin modellenmesi 11
1.3.3 Bellekli güç kuvvetlendiricileri için önceden bozucu sistemler 13
2. YÜKSEK DOĞRUSALLIKLI GÜÇ KUVVETLENDİRİCİSİNİN TASARIMI **17**
2.1 Genel Bilgiler 17
2.2 Ön Kat Güç Kuvvetlendiricisi 19
2.3 Ara Kat Güç Kuvvetlendiricisi 21
2.4 Çıkış Katı Güç Kuvvetlendiricisi 23
2.5 Sayısal Doğrusallaştırıcı 24
2.6 Gerçekleme 25
2.7 Ölçümler 26
3. SONUÇLAR **31**
KAYNAKLAR **33**
EKLER **35**
ÖZGEÇMİŞ **41**

KISALTMALAR

3GPP : 3. Nesil Mobil İletişim Ortaklık Projesi
A/S : Analog Sayısal Dönüştürücü
ACLR : Komşu Kanal Güç Oranı
AM/AM : Genlik Cevabı
AM/PM : Evre Cevabı
ASIC : Uygulamaya Özgü Yonga
BD : Belleksiz Doğrusal Olmayan
CDMA : Kod Paylaşımlı Çoklu Erişim
DZD : Doğrusal Zamanla Değişmeyen
FAÇ : Frekans Aşağı Çevirici
FPGA : Sahada Programlanabilir Kapı Dizileri
FYÇ : Frekans Yukarı Çevirici
GK : Güç Kuvvetlendiricisi
IM3 : Üçüncü Derece Ara-Kiplenim Bozulması
IMD : Ara-Kiplenim Bozulması
IP3 : Üçünücü Derece Kesişim Noktası
OFDM : Dikey Frekans Bölmeli Çoğullama
P1dB : 1-dB Bastırma Noktası
PAPR : Tepe – Etkin Güç Oranı
RMS : Etkin Güç Değeri
S/A : Sayısal Analog Dönüştürücü
WCDMA : Genişbant Kod Paylaşımlı Çoklu Erişim

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 1.1 : Tek-ton test işareti uygulanan doğrusal olmayan sistemin harmonik genlikleri. 5
Çizelge 1.2 : Temel işaret ve kiplemeler için PAPR değerleri. 9
Çizelge 2.1 : RTH21007-10 için teknik özellikler. 23
Çizelge 3.1 : ACLR başarım parametreleri. 31
Çizelge 3.2 : Optimizasyon ile ACLR Başarımı. 32

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1 : Geri Çekme ve Doğrusallık 1
Şekil 1.2 : Önceden Bozucu Yapı Karakteristiği 2
Şekil 1.3 : Sayısal Önceden Bozucu Sistem Diyagramı 3
Şekil 1.4 : Doğrusal ve Doğrusal Olmayan Sistemler 4
Şekil 1.5 : a. Sıklık ekseninde doğrusal olmayan etkiler **b**. Zaman ekseninde doğrusal olmayan etkiler 5
Şekil 1.6 : ACLR Ölçümü 6
Şekil 1.7 : Üçüncü Derece Kesişim Noktası 7
Şekil 1.8 : 1dB Bastırma Noktası 8
Şekil 1.9 : AB Sınıfı Güç Kuvvetlendiricisi **a.** Genlik Cevabı **b.** Evre Cevabı 11
Şekil 1.10 : Wiener Modeli 12
Şekil 1.11 : Hammerstein Modeli 13
Şekil 1.12 : Önceden Bozucu Sistem için Dolaylı Öğrenme 14
Şekil 2.1 : Güç Kuvvetlendiricisi Sisteminin Blok Diyagramı 18
Şekil 2.2 : Ön Kat Kuvvetlendiricisinin Giriş ve Çıkış Empedans Uyumlama Devresi 19
Şekil 2.3 : Ön Kat Kuvvetlendiricisinin Giriş ve Çıkış Yansıma Katsayıları 20
Şekil 2.4 : Ön Kat Kuvvetlendiricisinin Kazanç Frekans Eğrisi 20
Şekil 2.5 : Ara Kat Kuvvetlendiricisinin Giriş ve Çıkış Empedans Uyumlama Devresi 21
Şekil 2.6 : Ara Kat Kuvvetlendiricisinin Giriş ve Çıkış Yansıma Katsayıları 22
Şekil 2.7 : Ön Kat Kuvvetlendiricisinin Kazanç Frekans Eğrisi 22
Şekil 2.8 : Çıkış Katında Kullanılan Güç Kuvvetlendiricisi 23
Şekil 2.9 : SC1894 Blok Diyagramı 24
Şekil 2.10 : Güç Kuvvetlendiricisinin Serimi 25
Şekil 2.11 : Güç Kuvvetlendiricisinin Baskılı Devre Kartı 25
Şekil 2.12 : Güç Kuvvetlendiricisinin Kutulanmış Hali 26
Şekil 2.13 : 0 dBm Giriş İşareti İçin Çıkış Spektrumu 27
Şekil 2.14 : +1 dBm Giriş İşareti İçin Çıkış Spektrumu 27
Şekil 2.15 : +2 dBm Giriş İşareti İçin Çıkış Spektrumu 28
Şekil 2.16 : +3 dBm Giriş İşareti İçin Çıkış Spektrumu 28
Şekil 2.17 : +4 dBm Giriş İşareti İçin Çıkış Spektrumu 29

WCDMA UYGULAMALARI İÇİN YÜKSEK DOĞRUSALLIKLI GÜÇ KUVVETLENDİRİCİSİ TASARIMI

ÖZET

Sayısal önceden bozma yöntemi kullanılarak 3. nesil iletişim sistemleri baz istasyonlarında kullanılmak üzere yüksek güçlü güç kuvvetlendiricisi tasarlanmıştır. Doherty tekniği ile çalışan çıkış katı kullanılarak yüksek verim, sayısal predistorsiyon yöntemi ile de yüksek doğrusallık elde edilmiştir. Sistem güç kazancını yükseltmek amacıyla sisteme ön iki kazanç katı daha eklenmiştir. Sistemin kazancı 36 dB, P1dB değeri 45 dBm olarak ölçülmüştür. Sistem WCDMA uygulamalarında kullanılan 2.11 – 2.17 GHz sıklık bandında çalışmaktadır. Sayısal predistorsiyon yöntemi ile sistemin doğrusallığı artırılarak ACLR (Komşu Kanal Güç Oranı) değerleri 1. ve 2. Komşu kanal için sırasıyla -50 dBm ve -55 dBm olarak elde edilmiştir. Sistem bu derece yüksek doğrusallığı sağlamasının yanında güç verimliliği de sunmaktadır. 40 dBm etkin güç değeri için hesaplanan verim değeri %37 olmuştur. Elde edilen verim ve ACLR değerleri modern haberleşme sistemlerinde kullanılabilecek standartlara ulaştığının bir göstergesi niteliğindedir.

Tez çalışması kapsamında anlatılan sistem, 3. Nesil iletişim altyapısının ihtiyaç duyduğu özellikleri karşılamak amacıyla tasarlanmış ve gerçeklenmiştir. Sistem temel olarak arka arkaya bağlanmış üç kazanç katı ve doğrusallaştırma işlevini yerine getiren DSP tabanlı yongadan oluşmaktadır. Doğrusallaştırıcı yonga üzerinde sayısal önceden bozma yöntemi uygulanarak tasarlanan sistemin ACLR ve ara-kiplenim bozulması (IMD) performansı artırılmış ve WCDMA uygulamalarında kullanılan 2.11 – 2.17 GHz sıklık bandı ve 5 MHz bant-genişliği için optimize edilmişitir. Sistemin ACLR performansı doğrusallaştırma öncesine göre 20 – 25 dB düzeyinde artırılmıştır. Kullanılan kaskat bağlı ön kat kuvvetlendiriciler için empedans uyumlama devreleri tasarlanmış ve AWR yazılım ortamında benzetimleri yapılmıştır. Sistemin çıkışına da izolatör konularak sistem çıkışında karakteristik empedans olan 50 Ohm sonlandırma olmadığı durumlarda sistemin zarar görmesi önlenmiştir. Bu yönüyle, tasarlanan güç kuvvetlendiricisi sistemi pek çok özelliği bünyesinde barındıran bir uygulama özelliği taşımaktadır.

Doğrusallaştırma işleminde kullanılan yonga için giriş işaretinden ve sistem çıkış işaretinden kuplörler aracılığıyla alınan örnekler, empedans uyumlama devreleri ile çalışma sıklığında en yüksek performans gösterecek şekilde tasarlanmıştır. Giriş ve çıkış işaretinden alınan örnekler sayısallaştırılarak çıkışta meydana gelen distorsiyonun giderilmesi için uygun genlik ve evrede düzeltme işareti oluşturularak sistem girişine yeniden uygulanmış ve çıkış işareti doğrusallaştırılmıştır.

HIGH LINEAR POWER AMPLIFIER DESIGN FOR WCDMA APPLICATIONS

SUMMARY

A high power amplifier is designed for the 3rd generation base station transmitters by using digital predistortion technique. High power added efficiency has been obtained thanks to Doherty GaN output stage amplifier, and the linearity of the system has been increased using digital predistortion technique. Three-stage amplifier was used to obtain high power gain. The power gain of the system is 36 dB and 1 dB compression point measured is 45 dBm. Operating frequency band of the system is 2.11 – 2.17 GHz that is used for WCDMA (Wideband Code-Division Multiple Access) applications. Designed power amplifier with digital predistortion technique exhibits an ACLR (Adjacent Channel Leakage Ratio) performance of -50 dBc and -55 dBc for the first and the second channel, respectively. In addition to the high linearity feature, designed power amplifier system offers high power added-efficiency, which is another critical design goal. Power-added efficiency of the power amplifier system is 37% for the 40 dBm output power.

Power amplifier linearity and efficiency have always been counter opposing goals in wireless communication systems. At this point, linearization techniques, that do not sacrifice efficiency, have become critical in order to improve linearity. Digital predistortion has recently been employed in wireless base stations and shown to improve linearity of power amplifiers. Advances in digital predistortion techniques have benefited by the improvements in digital signal processing algorithms.

Predistortion is simply the process of modifying an input signal such that the distortion imposed by a nonlinear gain function. When the nonlinear gain function is only a function of the instantaneous input amplitude, the system is said to be memoryless. In this case, predistortion function must be the polynomial inverse of the nonlinear gain function. Unfortunately, RF power amplifiers rarely exhibit memoryless system behavior. The next level complexity must be considered when the phase distortion is available. As the signal bandwidth gets wider, such as that in WCDMA, power amplifiers begin to show memory effects. This is especially true for the high power amplifiers used in base stations. The causes of the memory effects of the memory effects can be attributed to thermal constants of the active devices in biasing network that have frequency dependent behavior. As a result, the current output of the power amplifier depends on not only the current inputs, but also the past input values. The power amplifier becomes a nonlinear system with memory effect.

Amplitude response (AM/AM) of the amplifier is one of the key characteristics to determine the correctibility of a power amplifier. A highly linear power amplifier, in example operated in backoff, exhibits a straight line characteristic. This means that every 1 dB increase in input power results in 1 dB increase in output power. In addition, the power amplifier presents very little nonlinear distortion as long as the power amplifier is not operating in compression. However, this type of power

amplifiers is not commonly used in wireless infrastructure equipment due to its very poor efficiency.

Class AB amplifiers typically have a monotonic gain response that means the gain slowly decreases as the output power approaches to the saturation point. Advanced power amplifier architectures such as Doherty create much more complicated AM/AM responses. On the other hand, Doherty power amplifiers exhibit efficiency advantages. In this application, a Doherty GaN power amplifier was used at the output stage to achieve high efficiency.

To reduce the nonlinearity, the power amplifier can be backed off to operate within the linear portion of its curve. However, newer transmission formats, such as WCDMA and orthogonal frequency division multiplexing (OFDM), have high peak-to-average power ratios meaning large fluctuations in their signal envelopes. This means that the power amplifier needs to be backed off far away from its saturation point, resulting in very low efficiency. Considering the number of base stations in a mobile system, improved power amplifier efficiency can reduce the power consumption significantly. To improve the power amplifier efficiency without compromising its linearity, power amplifier linearization is essential.

One of the most important measurements on radio frequency signals for digital communication systems is the leakage power in adjacent channels. Leakage power influences the system capacity as it interferes with the transmission in adjacent channels. Therefore, it must be rigorously controlled to guarantee communication for all subscribers in a network. This leads to implement ACLR measurements strictly for the power amplifiers. ACLR is the logical extension of the distortion measurement except that the two tones replaced by the modulated signal.

The 3rd order IMD product is usually defined as the ratio of the power in one tone of third-order tones to that in one of the main tones. ACLR is defined as the ratio of power in a bandwidth away from the main signal to the power in a bandwidth within the main signal. The IMD technique tests system's nonlinear distortion by stimulating with multiple sinusoidal tones in the main channel and measuring the peak power ratio of the main channel to the adjacent channel. ACLR is an improvement on the IMD technique. ACLR technique stimulates with a signal specific to the usage application, for example WCDMA.

The system described in this thesis was designed and implemented in order to meet the requirements of 3rd generation communication systems. Basically, the power amplifier system consists of three-stage gain block and DSP-based linearizer chip. Adjacent Channel Leakage Ratio (ACLR) and Intermodulation Distortion (IMD) performance of the system has been increased by using digital predistortion technique that is applied on the linearizer chip. The system has been optimized for WCDMA frequency band and bandwidth, which are 2.11 – 2.17 GHz and 5 MHz bandwidth. ACLR performance of the system was increased by 20 -25 dB with respect to that without digital predistortion. Impedance matching circuits was designed for the first two stage cascaded amplifiers and simulated AWR software environment. Isolator placed at the output of the power amplifier prevents the system in the absence of proper termination.

Samples are taken from input and output of the system through the couplers in order to be processed in digital predistortion construction. Linearizer produces correction signal and injects it to the input of the amplifiers to eliminate the distortions.

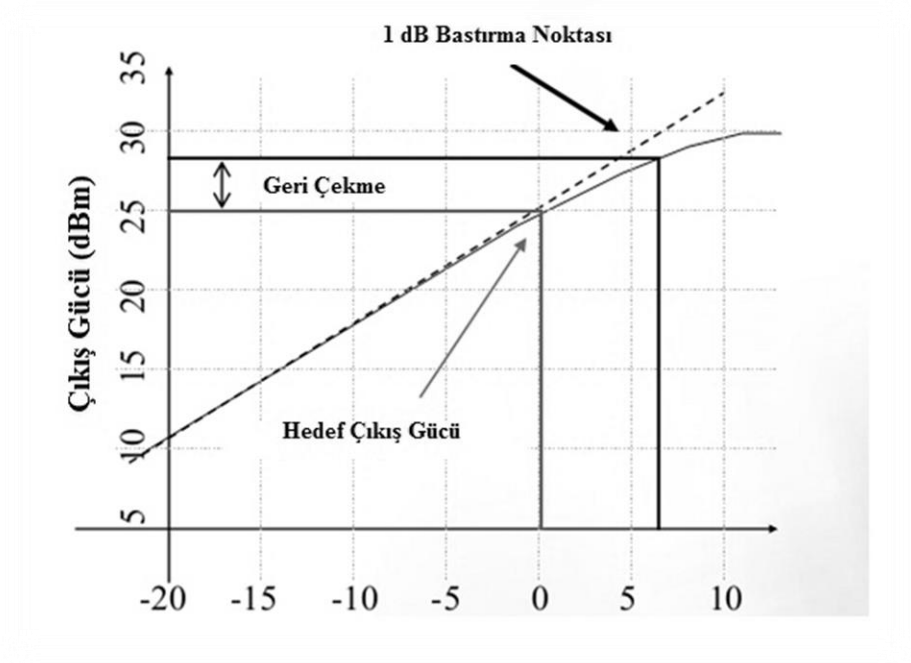
Impedance matching circuits are also designed for these inputs and the correction output of the linearizer.

Among all linearization techniques, digital predistortion is one of the most cost effective techniques. It adds a digital predistorter in the baseband to create a nonlinearity that is complementary to the compressing characteristics of the power amplifier. Ideally, the cascade of the predistorter and the power amplifier becomes linear and the original input is amplified by a constant gain. With the predistorter, the power amplifier can be utilized up to its saturation point while still maintaining a good linearity and high efficiency that are tough design parameters in order to achieve.

1. GİRİŞ

Güç kuvvetlendiricileri, haberleşme sistemlerinin vazgeçilmez bileşenlerinden biri haline gelmiştir. Gün geçtikçe artan veri hızı ihtiyacını karşılamak amacıyla pek çok yöntem geliştirilmektedir. Ancak geliştirilen yöntemler güç kuvvetlendiricilerinin daha doğrusal olması ihtiyacını beraberinde getirmektedir. Güç kuvvetlendiricinin düşük doğrusallıklı olması, daha fazla bant-genişliğine ihtiyaç duyulmasını gerektiriyor.

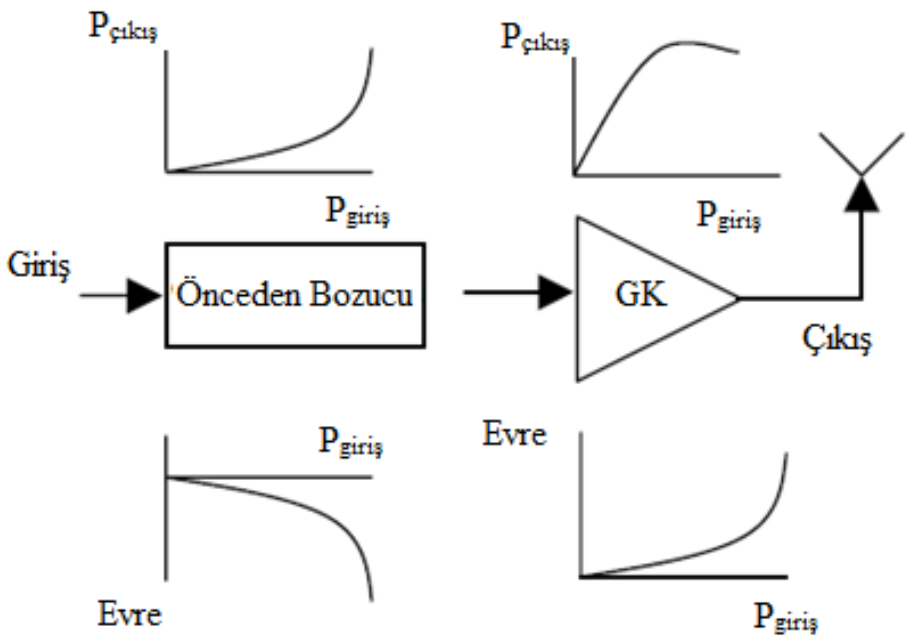
Doğrusal olmayan davranıştan kaçınmak için geçmişten günümüze ilk olarak kullanılan yöntem, güç kuvvetlendiricisinin girişindeki gücü kısarak doğrusal bölgede çalışmasını sağlamak olmuştur. "Geri çekme" diye adlandırılan bu yöntem, güç kuvvetlendiricisinin doğrusal bölgede çalışmasını sağlamakla beraber pek çok dezavantajı da beraberinde getirmektedir. Bu dezavantajlardan en önemlisi, geri çekme durumunda kuvvetlendiricinin veriminin önemli oranda düşmesi ve buna bağlı olarak istenilen güce ulaşabilmek için daha güçlü kuvvetlendiricilerle çalışma gerekliliğinin ortaya çıkmasıdır.



Şekil 1.1 : Geri Çekme ve Doğrusallık.

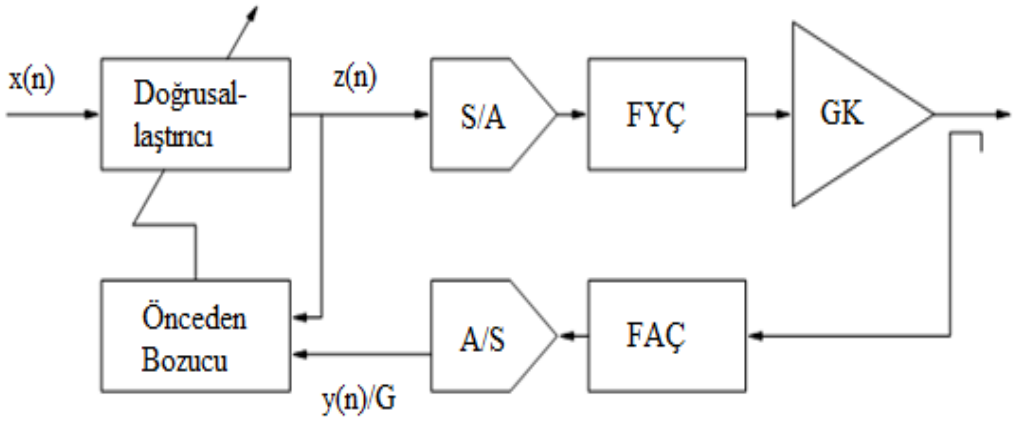
Günümüzde yeni nesil kablosuz haberleşme sistemlerinde Genişbant Kod Paylaşımlı Çoklu Erişim (WCDMA) ve Dikey Frekans Bölmeli Çoğullama (OFDM) gibi teknikler kullanılmaktadır. Bu teknikler, daha az bant-genişliği kullanarak daha fazla veri hızına ulaşmak için geliştirilmiştir. Ancak, bu teknikler yüksek tepe – etkin güç oranı (PAPR) değerlerine sahip olmaları nedeniyle güç kuvvetlendiricilerinin doğrusal bölgede çalışmaları için doyma noktalarından çok uzakta çalıştırılmaları gerekir. Bu durum güç kuvvetlendiricisinin verimin çok düşmesine yol açar ve genellikle verim 10'un altına düşer[1]. Dünya çapında baz istasyonları ve diğer kablosuz haberleşme sistemleri düşünüldüğünde bu, çok miktarda enerjinin düşük verim nedeniyle ısıya dönüşmesi demektir. Dolayısıyla güç kuvvetlendiricilerinde doğrusallık giderek artan bir önem arz etmektedir.

Doğrusallaştırma teknikleri içinde sayısal önceden bozma yöntemi performans ve maliyet açısından öne çıkan tekniklerden bir tanesidir. Bu yöntem temel olarak güç kuvvetlendiricisi çıkış karakteristiğindeki doğrusal olmayan bileşenlerin sayısallaştırılarak aynı genlik ve ters evrede yeniden üretilerek güç kuvvetlendiricisi girişine yeniden uygulanmasıdır. Doğrusallaştırıcı yapı, güç kuvvetlendiricisi girişine seri gelecek şekilde konumlandırılır.



Şekil 1.2 : Önceden Bozucu Yapı Karakteristiği.

Tipik bir sayısal önceden bozucu sistem diyagramı Şekil 1.3 ile verilmiştir. Sayısal önceden bozma yöntemi ile güç kuvvetlendiricisi doyma noktasına kadar yüksek doğrusallık ve yüksek verim ile çalışabilir. Güç kuvvetlendiricileri zamanla sıcaklık ve elektronik bileşenlerdeki davranış farklılıklarından kaynaklanan karakteristik değişikliklere uğrayabilir. Dolayısıyla sayısal önceden bozucu yapısı bu değişikliklere karşı kendini uygun hale getirebilme yeteneğine sahip olmalıdır.



Şekil 1.3 : Sayısal Önceden Bozucu Sistem Diyagramı.

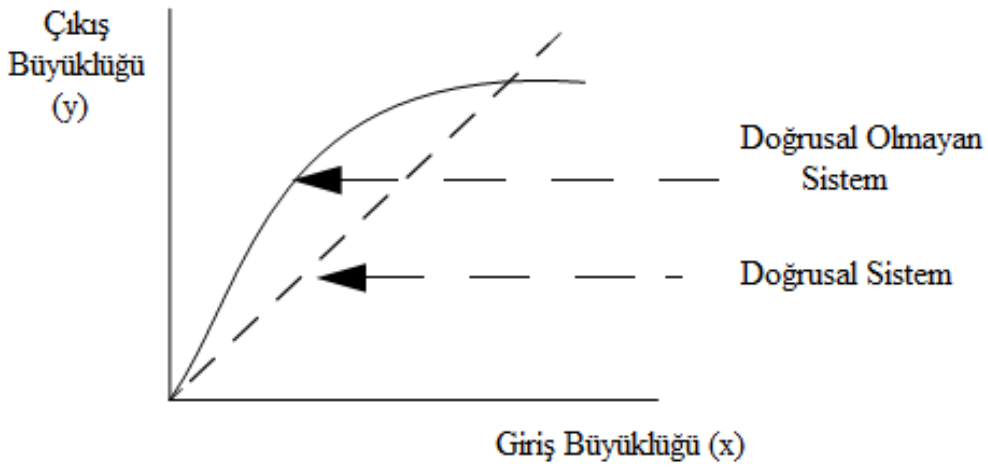
Sayısal önceden bozucu teknikleri genellikle güç kuvvetlendiricilerinin belleksiz olduğu durumlar için uygulanmakta ve bu konuda araştırmalar yapılmaktadır. Kuvvetlendirici çıkışındaki işaretin yalnızca o andaki girişin fonksiyonu olduğu durumlarda kuvvetlendirici belleksizdir. Bu durumda kuvvetlendiricinin doğrusal olmayan karakteristiği genlik cevabı (AM/AM) ve evre cevabı (AM/PM) ile modellenebilir.

WCDMA ve OFDM tekniklerinde olduğu gibi işaretin bant-genişliği arttıkça güç kuvvetlendiricileri bellekli hale gelirler. Özellikle baz istasyonlarında kullanılan yüksek güçlü güç kuvvetlendiricilerinde bu durum geçerlidir. Güç kuvvetlendiricisi çıkışı yalnızca o andaki girişin değil daha önceki girişlerin de fonksiyonu olur. Bu durumda güç kuvvetlendiricisi, bellekli doğrusal olmayan bir sistem halini alır. Belleksiz yapı için tasarlanan önceden bozucu yapıları bellekli güç kuvvetlendiricileri için kısıtlı bir doğrusallaştırma sağlayabilir[2]. Dolayısıyla önceden bozucu yapısının bellekli yapıdaki güç kuvvetlendiricileri dikkate alınarak tasarlanması gerekmektedir.

Bu çalışmada WCDMA uygulamaları için gerekli doğrusallığa sahip bir güç kuvvetlendiricisi tasarlanmış ve sistem sayısal doğrusallaştırıcı yapının optimizasyonu ile yeterli doğrusallığa ulaşmıştır.

1.1 **Doğrusallık**

Doğrusal sistemler, çıkış işaretinin giriş işaretinin doğrusal bir katı olduğu sistemlerdir. Çıkış işareti ile giriş işaretinin büyüklüklerinin oranı, kazanç olarak ifade edilir ve giriş işaretinin büyüklüğünden etkilenmez. Doğrusal olmayan sistemlerde doğrusal sistemlerin aksine çıkış işareti giriş işaretinin doğrusal olmayan bir fonksiyonudur. Şekil 1.2'de doğrusal ve doğrusal olmayan sistemlerinin ilişkin giriş-çıkış grafiği verilmiştir.



Şekil 1.4 : Doğrusal ve Doğrusal Olmayan Sistemler.

Doğrusal olmayan sistemler pek çok şekilde modellenebilir. Bunlardan sıklıkla kullanılan bir tanesi, sistemin bir polinom olarak modellenmesidir. Sistem üçüncü derece bir polinom olarak modellenebilir.

$$y = a_1 \cdot x + a_2 \cdot x^2 + a_3 \cdot x^3 \qquad \textbf{(1.1)}$$

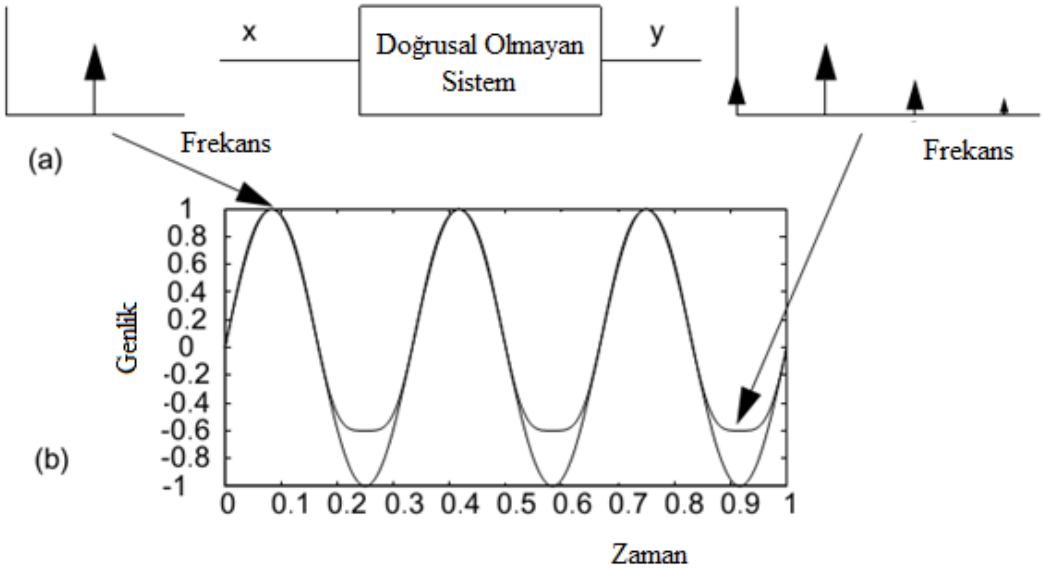
a_1, a_2, a_3 gerçek değerli doğrusal olmayan katsayılardır. a_1 sistemin küçük işaret doğrusal kazancını, a_2 ve a_3 sistemin doğrusal olmayan ikinci ve üçüncü derece

doğrusal olmayan kazanç terimlerini temsil eder. Benzer şekilde doğrusal olmayan sistemler, beş veya daha fazla dereceden bir polinom ile de modellenebilir.

Doğrusal olmayan bir sistemin çıkışı girişine tek-ton sinüs biçiminde işaret verilerek izlenebilir. Sıklık ekseninde, doğrusal olmayan davranış nedeniyle yeni bileşenler ortaya çıkacaktır. Çıkış spektrumunda yalnızca ana işaret (ω_1) değil $a_2 \cdot x^2$ teriminden kaynaklanan ikinci harmonik ($2\omega_1$) ve $a_3 \cdot x^3$ teriminden kaynaklanan üçüncü harmonik ($3\omega_1$) oluşacaktır. Doğrusal olmayan sistemlerde çıkış işaretinin dalga şekli giriş işaretinin dalga şeklinin bozulmuş halini alacaktır. Doğrusal sistemlerde ise çıkış işareti ile giriş işaretinin dalga şekli birbirinin aynısıdır.

Çizelge 1.1 : Tek-ton test işareti uygulanan doğrusal olmayan sistemin harmonik genlikleri.

DC	Ana İşaret	2. Harmonik	3. Harmonik
$(a_2 / 2)\ A^2$	$a_1\ A + (3a_3 / 4)\ A^3$	$(a_2 / 2)\ A^2$	$(a_3 / 4)\ A^3$



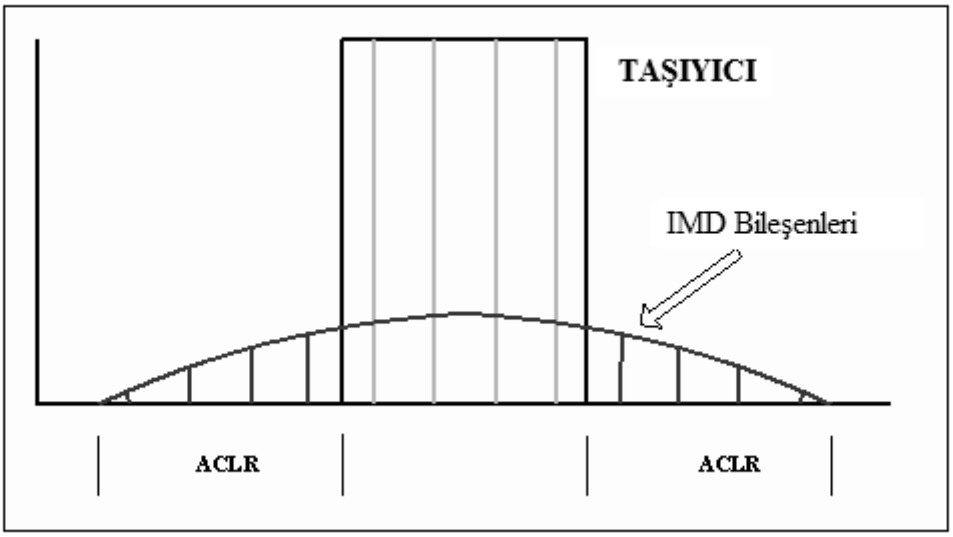
Şekil 1.5 : a. Sıklık ekseninde doğrusal olmayan etkiler **b**. Zaman ekseninde doğrusal olmayan etkiler.

1.2 **Doğrusal Olmayan Etkileri Ölçme Yöntemleri**

Güç kuvvetlendiricilerinin doğrusallıklarının belirlenebilmesi için pek çok yöntem bulunmaktadır. Yaygın olarak uygulanan bazı yöntemler aşağıda incelenecektir.

1.2.1 **Komşu kanal güç oranı (ACLR)**

Kanal kapasitesi ve bant-genişliği modern haberleşme sistemlerinin en çok üzerinde durduğu kavramlardandır. Kanal kapasitesinin artırılması istenirken bant-genişliğinin artması istenmez. Ancak geleneksel haberleşme yöntemlerinde bu iki kavram ters orantıya sahiptir. Bu ikilemi aşmak için CDMA, WCDMA ve OFDM benzeri teknikler kullanılmış, bant-genişliği daha verimli kullanılabilir hale gelmiştir. Fakat taşıyıcı zarfı sabit olmayan bu sistemlerin zarf dalgalanmaları RF güç kuvvetlendiricilerinde ara-kiplenim bozulmalarını (IMD) meydana getirmektedir. Bu bozulmalar diğer kanallara istenmeyen güç kaçaklarına sebep olmaktadır. Bu güç kaçaklarını belirlemek için "Komşu Kanal Güç Oranı" yaygın kullanılan bir başarım ölçüsüdür.



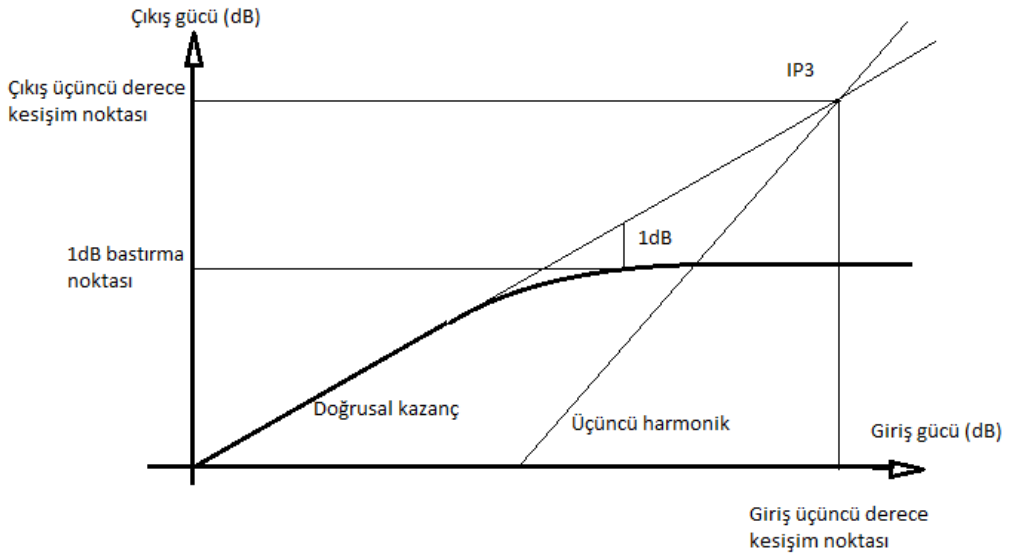
Şekil 1.6 : ACLR Ölçümü.

Ara-kiplenim bozulmalarını istenilen seviyelerde tutmak ve arzu edilen ACLR seviyelerini elde etmek için geleneksel bir RF güç kuvvetlendiricisi belirli bir güç geri çekmesi ile kullanılabilir. Bununla birlikte bu durum, düşük güç verimliliği ile sonuçlanacaktır. Daha uygun bir çözüm ise güç verimli doğrusal olmayan bir RF güç

kuvvetlendiricisinin doğrusallaştırma tekniklerinden biri ile doğrusallaştırarak kullanmaktır.

1.2.2 **Üçüncü derece kesişim noktası (IP3)**

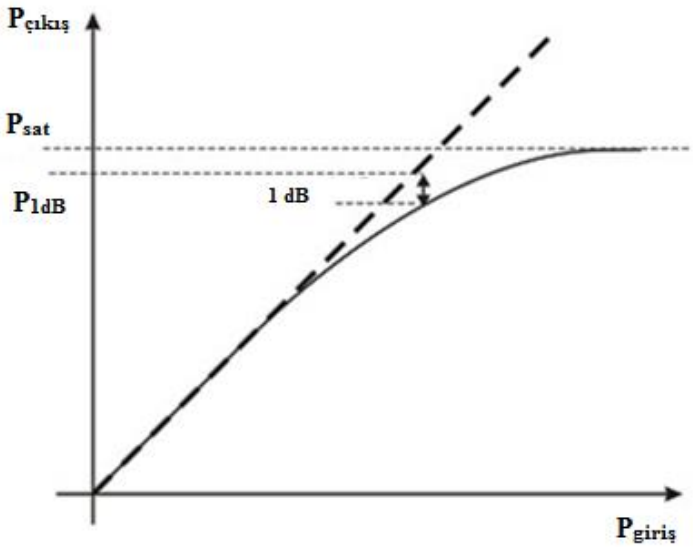
Üçüncü derece kesişim noktası 1:1 eğimli kazanç eğrisi ile 3:1 eğimli üçüncü derece ara-kiplenim bozulmasının (IM3) kesişim noktasıdır. Ana işaretteki 1 dB yükseliş IM3 için 3 dB artış meydana getirecektir. Üçüncü derece kesişim noktasında ana işaret ile IM3 aynı işaret seviyesine sahiptir. RF Güç kuvvetlendiricilerinin doğrusallıklarını belirlemek için kullanılan ölçümlerden biri olan üçüncü derece kesişim noktası teorik olarak hesaplanan bir değerdir. Gerçekte güç kuvvetlendiricileri bu noktaya ulaşamadan bozulmalar başlar.



Şekil 1.7 : Üçüncü Derece Kesişim Noktası.

1.2.3 **1-dB bastırma noktası (P1dB)**

Bir güç kuvvetlendiricisinin giriş gücü artırıldıkça çıkış gücünün de ona bağlı olarak artması beklenir. Ancak belli bir giriş gücü seviyesinden sonra çıkış, giriş gücüyle aynı oranda artmaz veya sabit kalır. Başka bir ifade ile kazanç eğrisinin doğrusallığını 1 dB kaybettiği giriş (Pg,1dB) ya da çıkış gücüne (Pç,1dB) 1dB bastırma noktası denir.



Şekil 1.8 : 1-dB Bastırma Noktası.

1-dB bastırma noktası güç kuvvetlendiricilerinin doğrusal çalışma bölgelerinin nereye kadar uzandığını göstermesi açısından önemli olduğu için yaygın kullanılır ve genellikle güç kuvvetlendiricileri, 1-dB bastırma noktalarına göre sınıflandırılır. Prof. Cripps, IP3 ile P1dB arasındaki oranı yalnızca IM3 dikkate alındığında 9.6 dB olarak hesaplamıştır[4]. Bu bilgi pratikte 1-dB bastırma noktasının üçüncü derece kesişim noktasından (IP3) yaklaşık 10 dB aşağıda olduğu şeklinde genel bir kural olarak bilinir.

1.2.4 **Tepe – etkin güç oranı (PAPR)**

Tepe – Etkin Güç Oranı, bir işaretin tepe gücünün etkin güç değerine (RMS) oranıdır.

$$PAPR = \frac{X_{tepe}^{2}}{X_{etkin}^{2}} \qquad \textbf{(1.2)}$$

İşaret zarfının değişken olduğu WCDMA, OFDM gibi kipleme tekniklerinde PAPR değerleri de yüksektir. Yüksek PAPR değeri, daha fazla gücün işaretin zarfının tepelerinde olduğunun göstergesidir. İşaretin ortalama gücü 1-dB bastırma noktasından aşağıda dahi olsa işaret zarfının tepelerinde kırpılmalar ve bundan kaynaklanan ara-kiplenim bozulmaları meydana gelebilir. Bu durum da doğrusallığın

azalmasına yol açar. Kanal kapasitesini artırmak için uygulanan teknikler PAPR değerlerinin yükselmesine dolayısıyla daha doğrusal güç kuvvetlendiricilerine olan ihtiyacı artırmaktadır.

Tepe – Etkin Güç Oranı, "Crest Faktörü" olarak da bilinir. Çizelge 1.2 ile aşağıda bazı işaretler ve kiplemeler için Crest faktörleri verilmiştir.

Çizelge 1.2 : Temel işaret ve kiplemeler için PAPR değerleri.

İşaret	Dalga Şekli	Etkin Değeri	Crest Faktörü	PAPR (dB)
DC		1	1	0.0 dB
Sinüs Dalga		$\frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0.707$	$\sqrt{2} \approx 1.414$	3.01 dB
Üçgen Dalga		$\frac{1}{\sqrt{3}} \approx 0.577$	$\sqrt{3} \approx 1.732$	4.77 dB
8PSK				3.3 dB
π/4DQPSK				3.0 dB
OQPSK				3.3 dB
64QAM		$\sqrt{\frac{3}{7}}$	$\sqrt{\frac{7}{3}}$	3.7 dB
WCDMA				10.6 dB
OFDM				~12 dB

1.3 **Güç Kuvvetlendiricilerinin Modellenmesi**

RF güç kuvvetlendiricileri doğrusallaştırma açısından incelendiğinde en önemli faktörlerden biri olarak bellekli veya belleksiz yapıda gerçeğe yakın bir modelleme yapılması ihtiyacı karşımıza çıkar. Bant-genişliği arttıkça güç kuvvetlendiricilerinin bellek etkileri göstermesi sebebiyle pek çok doğrusallaştırıcı yapı WCDMA, OFDM gibi yüksek PAPR değerine sahip sistemlerde çoğunlukla kısıtlı performans artışı sağlar. Bu yüzden doğrusallaştırma yapılacak güç kuvvetlendiricisinin bellek etkileri

göstermesi durumu göz önüne alınarak modellenmesi ve bu modele uygun bir doğrusallaştırıcı yapının tasarlanması gerekmektedir.

1.3.1 Belleksiz güç kuvvetlendiricilerinin modellenmesi

Güç kuvvetlendiricilerinde o andaki çıkış gücü ve doğrusal olmayan etkiler yalnızca o andaki giriş gücüne bağlı olarak değişiyorsa o güç kuvvetlendiricisinin belleksiz olduğunu gösterir. Böyle bir güç kuvvetlendiricisi, *y(t)* güç kuvvetlendiricisi çıkışı, *z(t)* güç kuvvetlendiricisi girişi ve b_k gerçek değerli katsayılar olmak üzere güç serisi açılımı ile modellenebilir.

$$\tilde{y}(t) = \sum_{k=1}^{K} \tilde{b}_k \, \tilde{z}^{k}(t) \tag{1.3}$$

Temel banda indirgenirse,

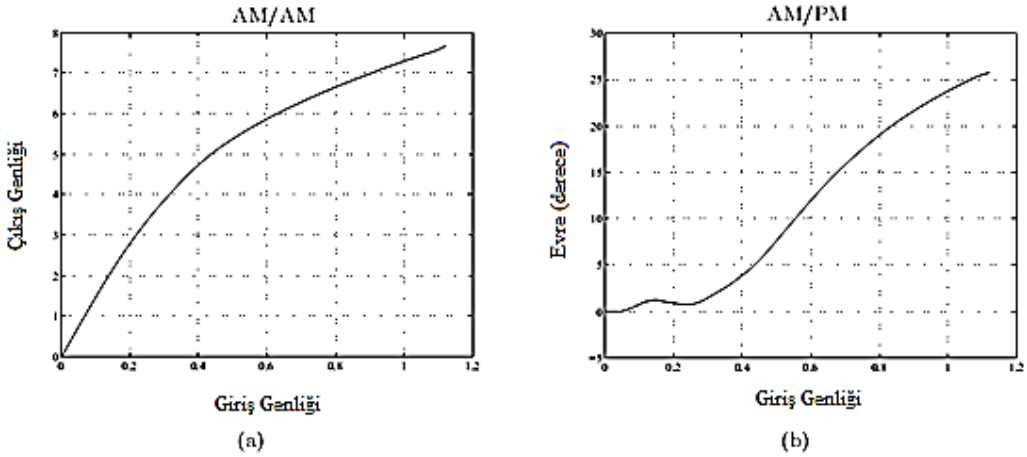
$$\begin{aligned} y(t) &= \sum_{k=1,tek}^{K} b_k \, z(t)\left|z(t)\right|^{k-1} \\ b_k &= 2^{1-k}\begin{pmatrix} k \\ \dfrac{k-1}{2} \end{pmatrix}\tilde{b}_k \end{aligned} \tag{1.4}$$

elde edilir. Temel bant ifadesi elde edilirken yalnızca tek dereceli terimler dikkate alınmıştır. Çünkü çift dereceli terimler tarafından üretilen işaretler taşıyıcı frekansından yeterince uzakta bulunmaktadırlar. Bir diğer varsayım ise b_k katsayılarının temel bantta da gerçek değerli olduğudur. Dolayısıyla, eğer güç kuvvetlendiricisi belleksiz ise, çıkış işareti yalnızca giriş işaretinin genlik bozulmasına uğramış olarak oluşacaktır. Bu durumda kuvvetlendiricinin doğrusallığı kazanç eğrisi ya da diğer bir ifadeyle genlik cevabı (AM/AM) ile gözlemlenebilir.

Eğer b_k katsayıları karmaşık olursa bu durumda güç kuvvetlendiricisi yarı bellekli hal alır ve Volterra serisi ile modellenebilir.

$$\tilde{y}(t) = \sum_{k} \int \ldots \int \tilde{h}_k(\tau_k) \prod_{i=1}^{k} \tilde{z}(t - \tau_i) d\tau_k \qquad \textbf{(1.5)}$$

Bu denklemde, k. Dereceden $\tilde{h}_k(.)$ k. dereceden Volterra çekirdeğidir. Burada unutulmaması gereken nokta, kuvvetlendiricinin bellek etkisi gösterdiği zaman aralıklarının (τ_k) giriş işaretinin zarfındaki değişim süresine oranla çok kısa olmasıdır. Bu varsayımla (1.6) bağıntısı temel bantta karmaşık değerli b_k katsayılarına sahip (1.4) bağıntısına dönüşür. Bu durumda güç kuvvetlendiricisi çıkışı evre bozulmalarından kaynaklanan doğrusal olmayan etkilere sahip olacaktır. Evre ile giriş genliğinin değişimi sabit kalması gerekirken bu durumda evre-genlik cevabı (AM/PM) belirli genlik seviyelerinin üzerinde eğri halini alır.



Şekil 1.9 : AB Sınıfı Güç Kuvvetlendiricisi **a.** Genlik Cevabı **b.** Evre Cevabı.

Özet olarak, güç kuvvetlendiricilerinin bellek etkisi göstermediği durumlarda kuvvetlendiricinin kazanç eğrisi ve evre cevabı analiz edilerek karakteristiği çıkarılabilir.

1.3.2 Bellekli güç kuvvetlendiricilerinin modellenmesi

Güç kuvvetlendiricilerinin giriş işaretinin bant-genişliği arttıkça güç kuvvetlendiricisinin bellek zaman aralığı ile işaret zarfının değişim zaman aralığı birbirine yaklaşmaya başlar. WCDMA, OFDM gibi tekniklerin uygulandığı güç kuvvetlendiricilerinde bu türden bellek etkileri kısa süreli etkiler olmaktan çıkarlar

ve kuvvetlendirici çıkışında doğrusal olmayan etkilere yol açarlar. Kısa süreli bellek etkilerini dikkate almadan temel bant Volterra serisi açılımını yaparsak[4],

$$y(t)=\sum_{k}\int\ldots\int\tilde{h}_{2k+1}(\tau_{2k+1})\prod_{i=1}^{k+1}z(t-\tau_i)\prod_{i=k+2}^{2k+1}z^*(t-\tau_i)d\tau_{2k+1}$$

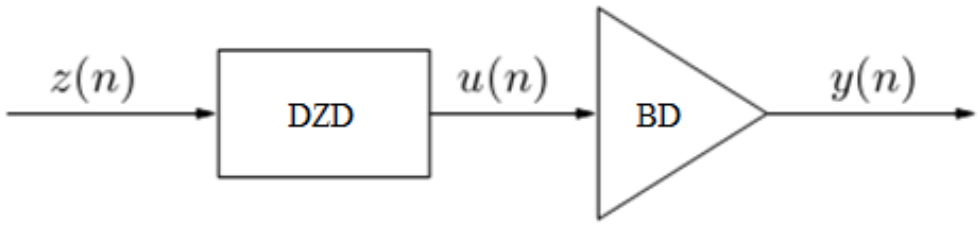
$$h_{2k+1}(\tau_{2k+1})=\left(\frac{1}{2^{2k}}\right)\begin{pmatrix}2k+1\\k\end{pmatrix}\tilde{h}_{2k+1}(\tau_{2k+1})e^{-j2\pi f_0(\sum_{i=1}^{k+1}\tau_i-\sum_{i=k+2}^{2k+1}\tau_i)} \quad \textbf{(1.6)}$$

elde edilir. Ayrık zaman domeninde ise,

$$y(n)=\sum_{k}\sum_{l_1}\ldots\sum_{l_{2k+1}}h_{2k+1}(l_1,\ldots,l_{2k+1})\prod_{i=1}^{k+1}z(n-l_i)\prod_{i=k+2}^{2k+1}z^*(n-l_i) \quad \textbf{(1.7)}$$

haline dönüşür. Bağıntıdan fark edilebileceği gibi bellek uzunluğu ve doğrusal olmayan etki derecesi arttıkça Volterra serisi katsayılarının sayısı üstel biçimde artmaktadır. Bu olumsuzluk pratik uygulamalar için Volterra serisi kullanımını azaltan bir etkidir. Bu olumsuzluğu ortadan kaldırmak için literatürde değişik Volterra serisi özelleştirmeleri bulunmaktadır. Wiener model, Hammerstein model, bellek polinomu modeli ve Murray Hill modeli bunlardan bazılarıdır.

Wiener model, doğrusal zamanla-değişmeyen (DZD) ve belleksiz doğrusal olmayan (BD) iki alt sistemin art arda getirilmesidir[5].



Şekil 1.10 : Wiener Modeli.

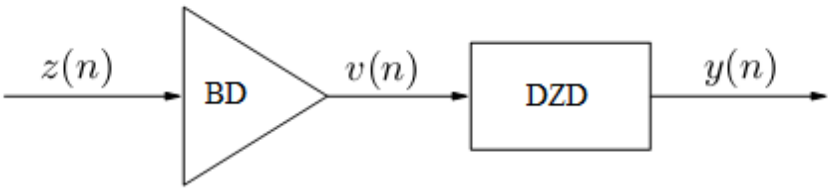
Bu sistemler,

$$u(n) = \sum_{l=0}^{L-1} a_l z(n-1),$$
$$y(n) = \sum_{k=1,tek}^{K} b_k u(n)|u(n)|^{k-1} \quad \textbf{(1.8)}$$

a_l DZD sitemin impulse cevapları, b_k ise belleksiz doğrusal olmayan sistemin polinom katsayıları olmak üzere elde edilir. Yukarıda verilen (1.9) bağıntıda *u(n), y(n)* bağıntısına katılırsa Wiener modelinin tam hali ortaya çıkar.

$$y(n) = \sum_{k=1,tek}^{K} b_k \left[\sum_{l=0}^{L-1} a_l z(n-1) \right] \left| \sum_{l=0}^{L-1} a_l z(n-1) \right|^{k-1} \quad \textbf{(1.9)}$$

Hammerstein modeli ise DZD sistemin önüne BD sistemin getirilmesi ile oluşur[6].



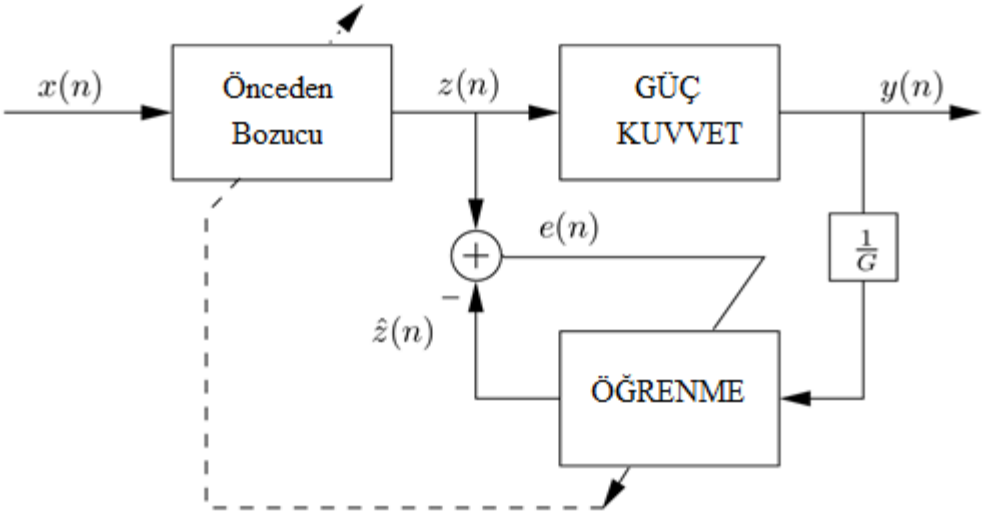
Şekil 1.11 : Hammerstein Modeli.

Wiener modelinde olduğu gibi Hammerstein modeli de aşağıdaki gibi elde edilir.

$$y(n) = \sum_{l=0}^{L-1} c_1 \sum_{k=0,tek}^{K} b_k z(n-1)|z(n-1)|^{k-1} \quad \textbf{(1.10)}$$

1.3.3 Bellekli güç kuvvetlendiricileri için önceden bozucu sistemler

Bellek etkisinin varolduğu güç kuvvetlendiricileri için belleksiz önceden bozucu yapıları kısıtlı doğrusallaştırma performansı sağlayabilirler[7]. Dolayısıyla bu türden güç kuvvetlendiricileri, tasarlanacak olan önceden bozucu yapılarına bellek etkileri dâhil edilmelidir.



Şekil 1.12 : Önceden Bozucu Sistem için Dolaylı Öğrenme.

Güç kuvvetlendiricilerinin bellekli olması durumunda sayısal önceden bozucu yapısı tasarlamak için iki yaklaşım mevcuttur. Bu yaklaşımlardan ilki güç kuvvetlendiricisinin karakteristiğini ortaya çıkarmak ve oluşan doğrusal olmayan etkileri bertaraf edecek ters etkileri oluşturmaktır. Ancak, doğrusal olmayan bellekli bir sistemin tersini elde etmek genellikle çok zordur. Diğer yaklaşım ise "dolaylı öğrenme" olarak adlandırabileceğimiz Şekil 1.12 ile blok diyagramı verilen sayısal önceden bozucu yapısıdır[8]. Bu yaklaşımın diğerine göre avantajı güç kuvvetlendiricisi için model tahminine ve parametre optimizasyonuna gerek kalmamasıdır. Blok diyagram analiz edilecek olursa öğrenme bloğunda, $y(n)/G$ giriş işareti, G güç kuvvetlendiricisinin kazancı ve $\tilde{z}(n)$ ise öğrenme bloğunun çıkışıdır. Önceden bozucu yapı ise aslında geri besleme bloğunda yer alan öğrenme bloğunun birebir kopyasıdır. İdeal olarak beklenen durum, hata fonksiyonunun değer olarak sıfır olduğu durumdur.

$$\begin{aligned} y(n) &= G \cdot x(n) \\ z(n) &= \tilde{z}(n) \\ e(n) &= 0 \end{aligned} \tag{1.11}$$

Bu yapı, *y(n)* ve *z(n)* bilinenleri ile öğrenme bloğu ve önceden bozucu yapının parametrelerinin direkt olarak bulunmasını sağlar. Bu algoritma, hata en küçük değeri aldığında yakınsar.

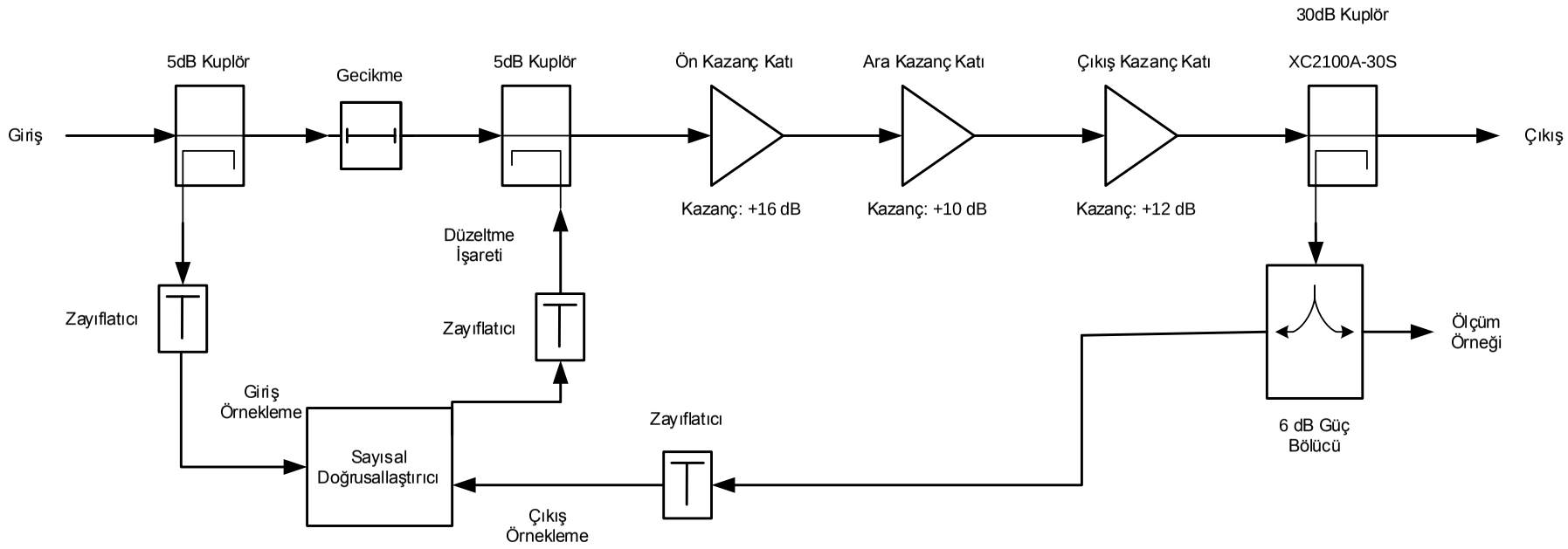
Güç kuvvetlendiricileri genellikle zamanla çok hızlı karakteristik değişimlerine uğramazlar. Sıcaklık kaymaları ve elektronik bileşenlerdeki yaşlanma faktörleri güç kuvvetlendiricilerinin karakteristiklerini etkileyen faktörler olmakla birlikte bu etkiler genellikle uzun süreli etkilerdir. *y(n)* ve *z(n)* verilerinin örnekleri toplandıktan sonra dolaylı öğrenme bloğu arka planda veri işlemeye devam edebilir ve bu sayede gerçek zamanlı işlem yükü azaltılabilir. Algoritma bir kez yakınsayıp önceden bozucu yapısının parametreleri bir kez elde edildikten sonra uygulamaya özgü yongalar(ASIC) ya da sahada programlanabilir kapı dizileri(FPGA) ile bulunan yeni parametreler çok hızlı şekilde önceden bozucuya yüklenebilir.

2. YÜKSEK DOĞRUSALLIKLI GÜÇ KUVVETLENDİRİCİSİNİN TASARIMI

2.1 Genel Bilgiler

Güç kuvvetlendiricisi tasarımında üçüncü nesil iletişim sistemlerinde yer alan baz istasyonlarının verici birimlerinde kullanılabilecek teknik isterleri sağlaması hedeflenmiştir. Bu amaçla seçilen sıklık bandı 2.11 - 2.17 GHz'dir. Çıkış gücü olarak 36 dBm (4W) ile 40 dBm (10W) aralığında en yüksek performans ile çalışması hedeflenmiştir. Sistem kazancı 36 dB olarak elde edildiği için istenilen çıkış güçlerini elde edebilmek için sistem girişine 0 dBm (1mW) ile 4 dBm (2,5 mW) arasında güç uygulanması gerekmektedir. Sistemin 36 dB güç kazancına ulaşabilmesi için üç ayrı kazanç katı tasarlanmıştır. Ayrıca güç kuvvetlendiricisinin belirtilen çıkış güçlerinde yüksek bir doğrusallık sağlaması gerekli olduğu için tasarıma sayısal önceden bozucu yöntemini gerçekleyen bir yonga ilave edilmiştir. Tasarımda dikkat edilen bir diğer unsur ise güç verimliliğinin olabildiğince yüksek tutulmaya çalışılmasıdır. Bu amaçla en yüksek gücün harcandığı çıkış kazanç katında yüksek verimli GaN güç kuvvetlendiricisi seçilmiştir. 40 dBm çıkış gücü için sistemin güç verimliliği %37 olarak hesaplanmıştır.

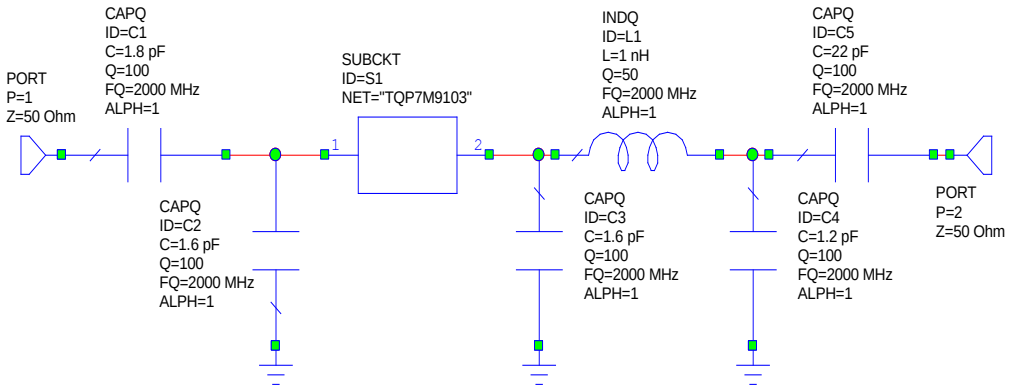
Güç kuvvetlendiricisinin doğrusallık performansını analiz edebilmek için genel bir başarım ölçüsü olan "Komşu Kanal Güç Oranı" (ACLR) başarımı ölçülmüştür. Ölçümler için WCDMA tekniği ile kiplenmiş 5 MHz bant-genişliğine sahip giriş işareti kullanılmıştır. WCDMA kullanan baz istasyonu güç kuvvetlendiricilerinin uyması gereken teknik koşullar ve özellikler 3. Nesil Mobil İletişim Ortaklık Projesi (3GPP) tarafından yayınlanan TS 25.141 kodlu doküman ile belirtilmiştir[9]. Sistemin bu standartlara göre sahip olması gereken ACLR değeri ilk yan kanal (taşıyıcı frekansının 5 MHz altındaki ya da üstündeki kanal) ve ikinci yan kanal (taşıyıcı frekansının 10 MHz altındaki ya da üstündeki kanal) için sırasıyla -45 dBc ve -50 dBc'dir[9]. Sayısal önceden bozucu yapısında yapılan optimizasyonlar ile hedeflenen ACLR değerlerine 36 – 40 dBm çıkış gücü aralığında ulaşılmıştır.



Şekil 2.1 : Güç Kuvvetlendiricisi Sisteminin Blok Diyagramı.

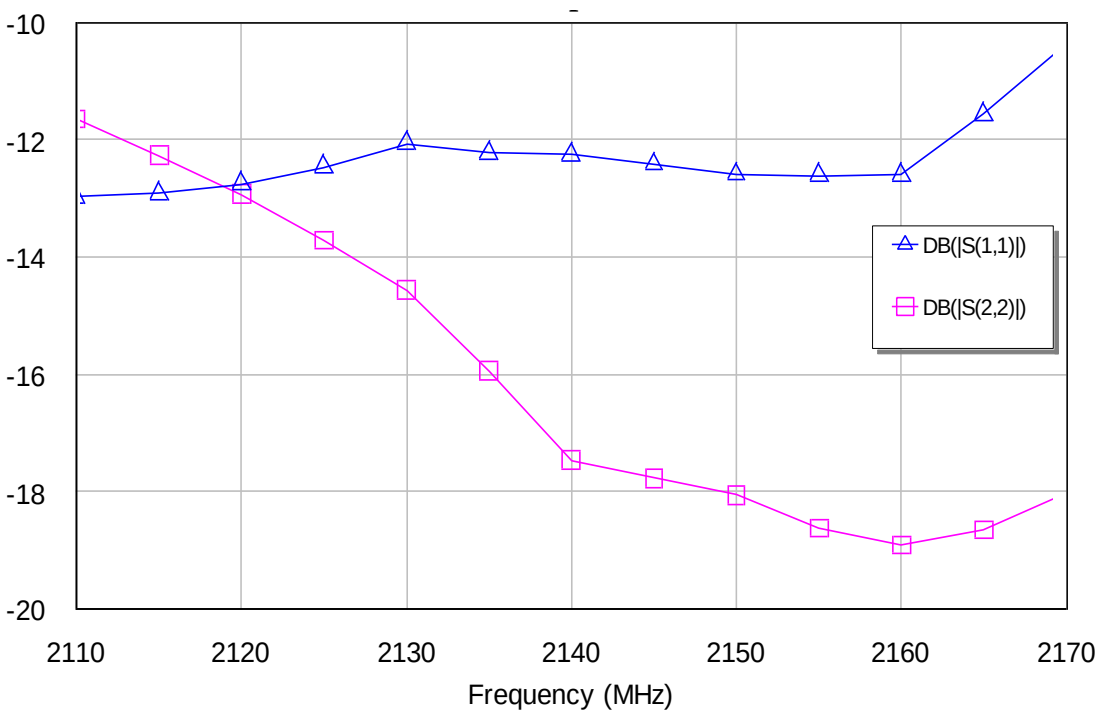
2.2 Ön Kat Güç Kuvvetlendiricisi

Güç kuvvetlendiricisi, girişine uygulanan 0 dBm ile 4 dBm gücündeki işareti 36 dBm ile 40 dBm çıkış gücüne çıkarabilmek üç ayrı kazanç katından oluşmaktadır. Bunlardan ilki 16 dB güç kazancına sahip ön kat güç kuvvetlendiricisidir. Bu katta güç kuvvetlendirme için Triquint firmasının 400 MHz ile 4 GHz sıklıkları arasında çalışan TQP7M9103 adlı kuvvetlendiricisi kullanılmıştır. Kuvvetlendiricinin saçılma parametreleri kullanılarak AWR benzetim yazılımı aracılığıyla kuvvetlendiricinin giriş ve çıkış empedans uyumları, sistemin çalışacağı sıklık bandı olan 2.11 GHz ile 2.17 GHz için yapılmıştır. Kuvvetlendirici besleme gerilimi olarak 5V DC gerilim ile çalışmaktadır.

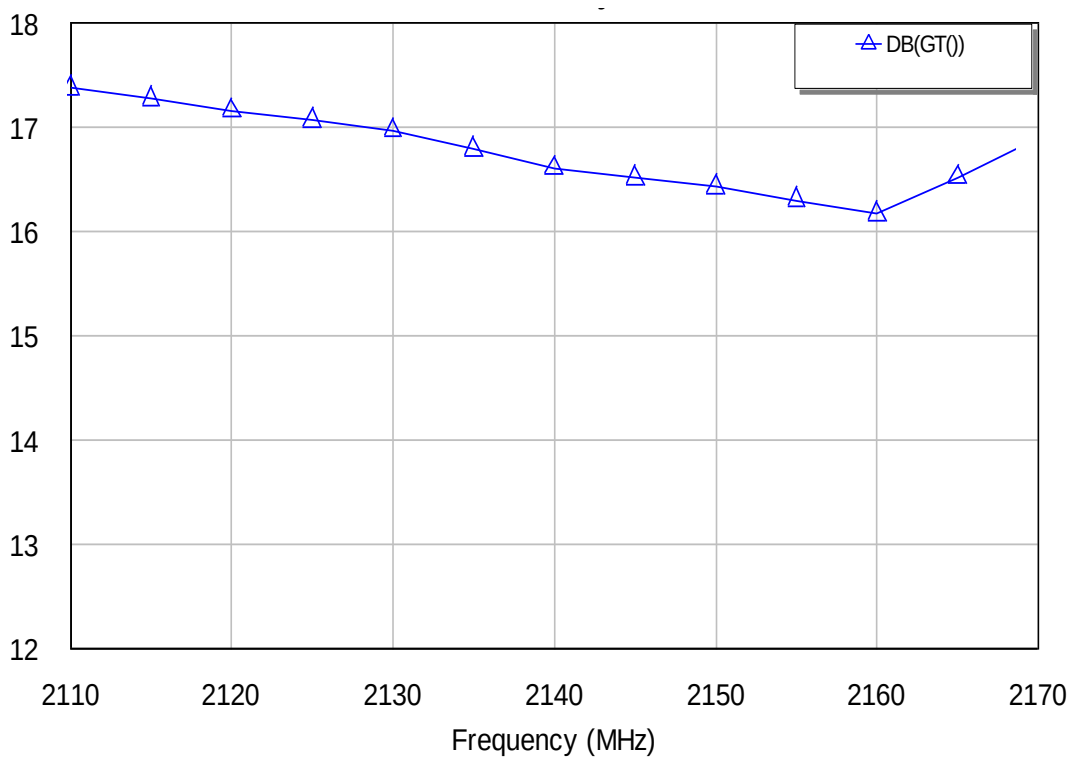


Şekil 2.2 : Ön Kat Kuvvetlendiricisinin Giriş ve Çıkış Empedans Uyumlama Devresi.

Giriş ve çıkış empedans uyumlamaları ile birlikte ön kat güç kuvvetlendiricisi Şekil 2.2 ile verilmiştir. Şekil 2.3 ise ön kat güç kuvvetlendiricisinin giriş ve çıkış yansıma katsayılarını göstermektedir. Çalışma sıklık bandında hem giriş hem de çıkış yansımalarının -11 dB değerinden daha küçük olduğu gözlemlenebilir. Şekil 2.4 ise ön kat güç kuvvetlendiricisinin güç kazancının frekansla değişim eğrisidir. 2.11 GHz ile 2.17 GHz sıklık bandında ortalama 16.5 dB güç kazancı sağlandığı görülebilir. Bu sayede giriş gücü olan 0 ile 4 dBm işaret, ön kat kuvvetlendirici yardımıyla 16 dBm – 20 dBm çıkış gücü aralığına yükseltilir. Ön kat kuvvetlendiricinin 1-dB bastırma noktası 30 dBm yani 1W olarak teknik dokümanında belirtilmiştir.



Şekil 2.3 : Ön Kat Kuvvetlendiricisinin Giriş ve Çıkış Yansıma Katsayıları.

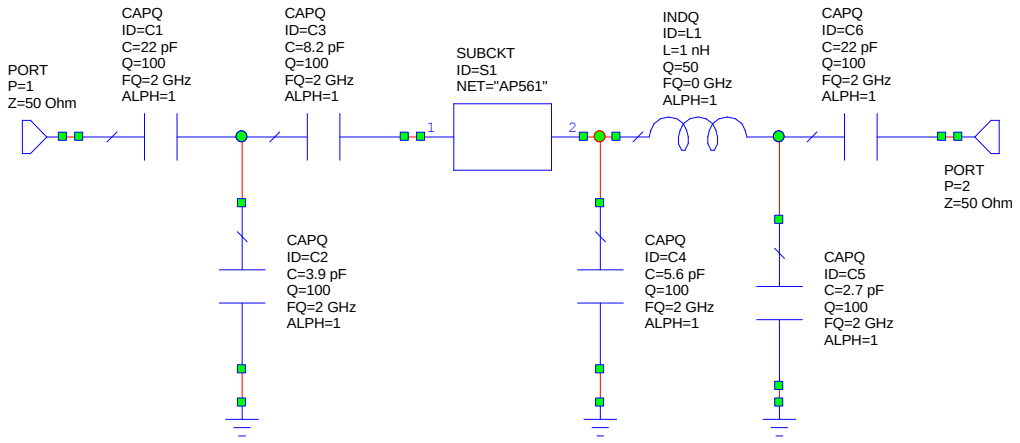


Şekil 2.4 : Ön Kat Kuvvetlendiricisinin Kazanç Frekans Eğrisi.

Ön kat güç kuvvetlendiricisinin giriş ve çıkış yansıma katsayıları ve güç kazancı olarak benzetimi yapılmış ve hedeflenen değerlere ulaşılmıştır.

2.3 Ara Kat Güç Kuvvetlendiricisi

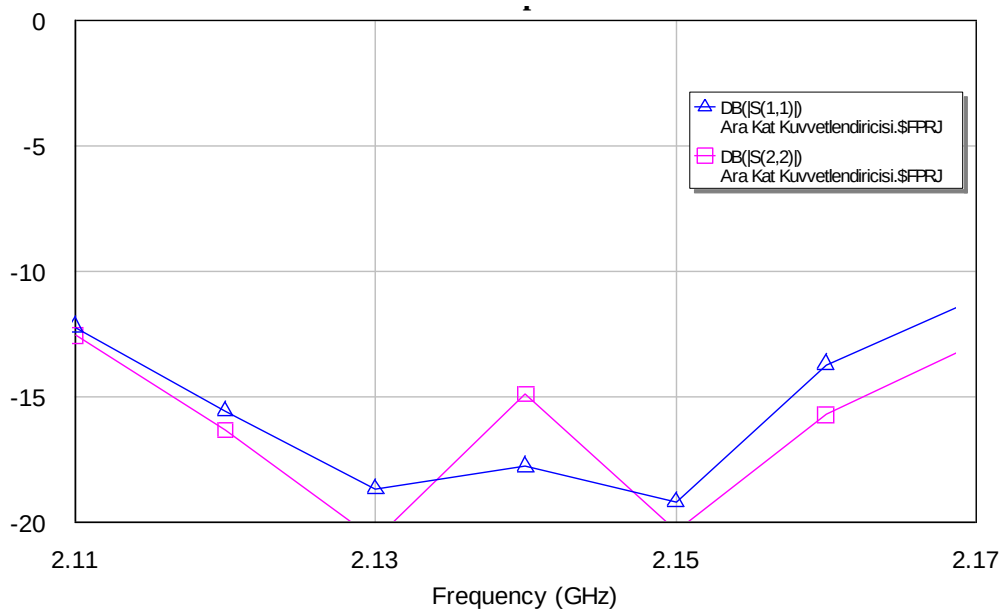
Ön kat güç kuvvetlendiricisinde yükseltilen işareti çıkış katındaki güç kuvvetlendiricisini sürmek için yetersiz kalması nedeniyle sisteme ara kat güç kuvvetlendiricisi eklenmiştir. Bu katta 10 dB güç kazancı hedeflenmiştir. Bu amaçla Triquint firması tarafından üretilen 700 MHz ile 2.9 GHz sıklık bandında çalışan 39 dBm 1 dB bastırma noktasına sahip AP561-F adlı güç kuvvetlendiricisi kullanılmıştır. Kuvvetlendiricilerinin saçılma parametreleri ve AWR benzetim yazılım kullanılarak 2.11 GHz – 2.17 GHz sıklık bandı için giriş ve çıkış empedans uyumları yapılarak 10 dB güç kazancı elde edilmiştir. Kullanılan besleme gerilimi ön kat güç kuvvetlendiricisinde olduğu 5V'dir.



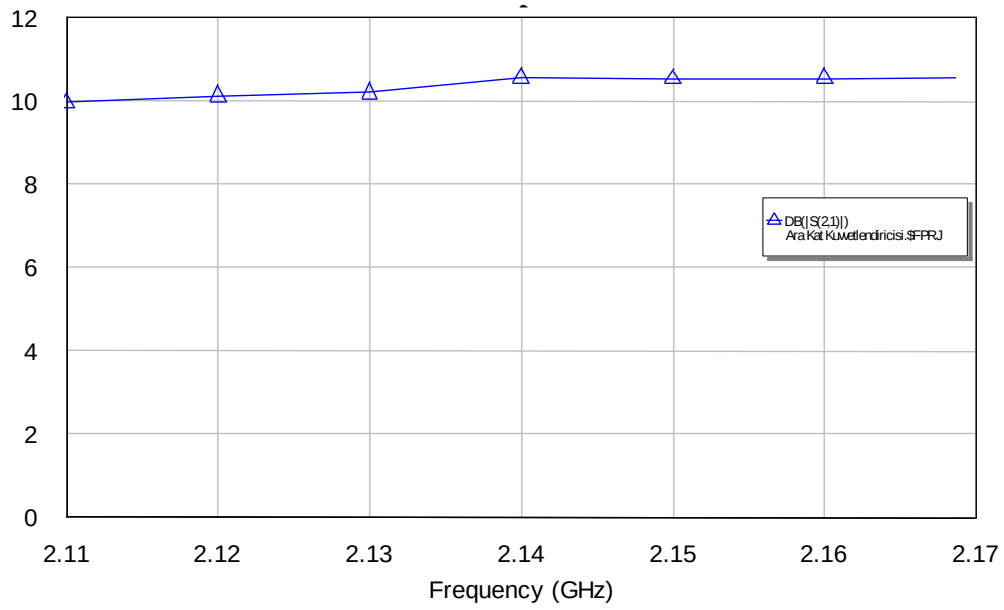
Şekil 2.5 : Ara Kat Kuvvetlendiricisinin Giriş ve Çıkış Empedans Uyumlama Devresi.

Giriş ve çıkış empedans uyumlamaları ile birlikte ara kat güç kuvvetlendiricisi Şekil 2.5 ile verilmiştir. Şekil 2.6 ise ara kat güç kuvvetlendiricisinin giriş ve çıkış yansıma katsayılarını göstermektedir. Çalışma sıklık bandında hem giriş hem de çıkış yansımalarının -12 dB değerinden daha küçük olduğu gözlemlenebilir. Şekil 2.7 ise ara kat güç kuvvetlendiricisinin güç kazancının frekansla değişim eğrisidir. 2.11 GHz ile 2.17 GHz sıklık bandında ortalama 10 dB güç kazancı sağlandığı görülebilir. Bu sayede ön kat güç kuvvetlendiricisinden gelen 16 ile 20 dBm gücündeki işaret, ara kat kuvvetlendirici yardımıyla 26 dBm – 30 dBm çıkış gücü aralığına yükseltilir. Ön

kat kuvvetlendiricinin 1 dB bastırma noktası 39 dBm yani 8W olarak teknik dokümanında belirtilmiştir.



Şekil 2.6 : Ara Kat Kuvvetlendiricisinin Giriş ve Çıkış Yansıma Katsayıları.



Şekil 2.7 : Ön Kat Kuvvetlendiricisinin Kazanç Frekans Eğrisi.

Ara kat güç kuvvetlendiricisi için de giriş ve çıkış yansıma katsayıları ve güç kazancı olarak benzetimi yapılmış ve hedeflenen değerlere ulaşılmıştır.

2.4 Çıkış Katı Güç Kuvvetlendiricisi

Ön ve ara kat güç kuvvetlendiricilerinden gücü yükseltilerek gelen giriş işareti çıkış kat güç kuvvetlendiricisi ile nihai hedef olan 36 dBm ile 40 dBm ortalama çıkış gücü aralığına ulaşması hedeflenmektedir. Bu amaçla çıkış katı güç kuvvetlendiricisi olarak RFHIC firmasının 2.11 GHz – 2.17 GHz sıklık bandında çalışan GaN yarıiletken teknolojisine sahip RTH21007-10 isimli güç kuvvetlendiricisi kullanılmıştır. RTH21007-10 38.5 dBm yani 7W ortalama çıkış gücüne, 47 dBm (50W) tepe güç değerine sahiptir. Ortalama çıkış gücünde iken güç verimliliği %43 olarak belirtilmiştir. Kullanılan çıkış katına diğer bilgiler Çizelge 2.1 ile verilmiştir.

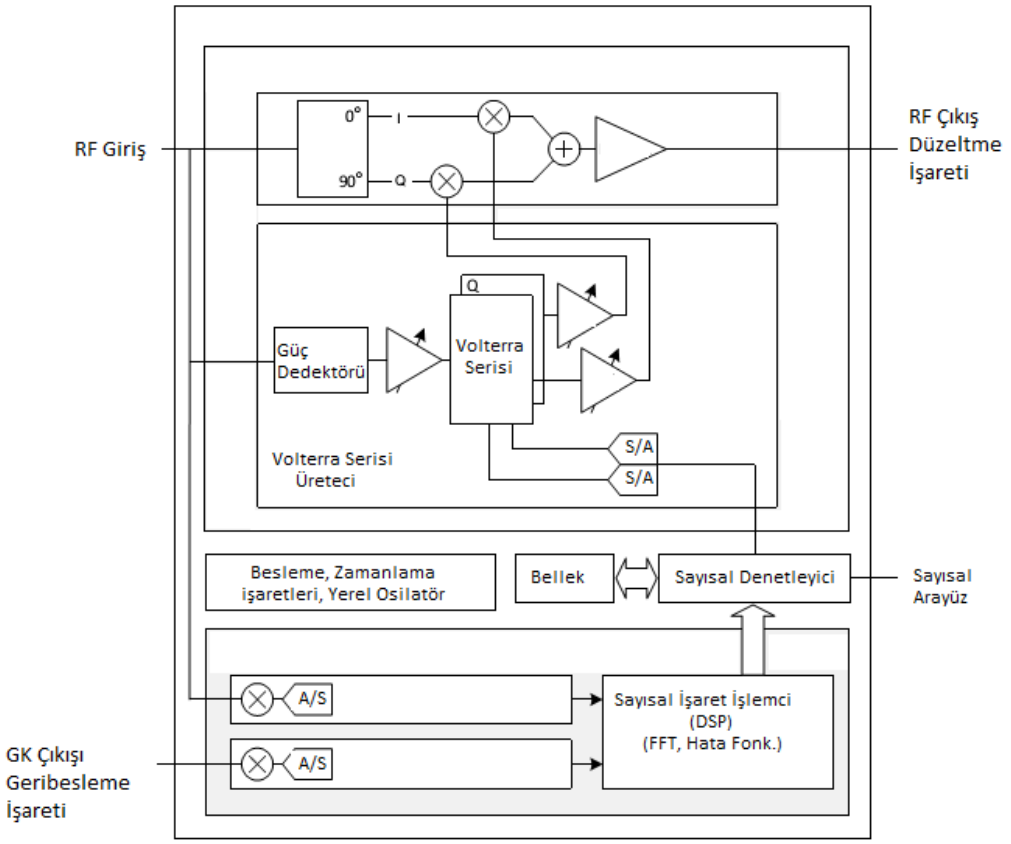
Çizelge 2.1 : RTH21007-10 için teknik özellikler.

Parametre	Birim	En Düşük	Ortalama	En yüksek	Koşul
Çalışma Sıklığı	MHz	2110	-	2170	
Güç Kazancı	dB	10	12,5	13	
Giriş Yansıma Katsayısı	dB	-6	-9	-	
Etkin Çıkış Gücü	dBm	-	38,5	-	
Tepe Çıkış Gücü	dBm	46	47	-	Çalışma Oranı 10%
ACLR (WCDMA 5MHz)	dBc	-	-30	-	Etkin çıkış gücü=38.5 dBm
Savak Verimi	%	40	43	-	Etkin çıkış gücü=38.5 dBm
Çekilen Akım	mA	-	530	-	Etkin çıkış gücü=38.5 dBm
Besleme Gerilimleri	V	- - 28	-3 -5 31	-2 -4 31	Geçit 1 Gerilimi Geçit 2 Gerilimi Savak Gerilimi

Şekil 2.8 : Çıkış Katında Kullanılan Güç Kuvvetlendiricisi.

2.5 Sayısal Doğrusallaştırıcı

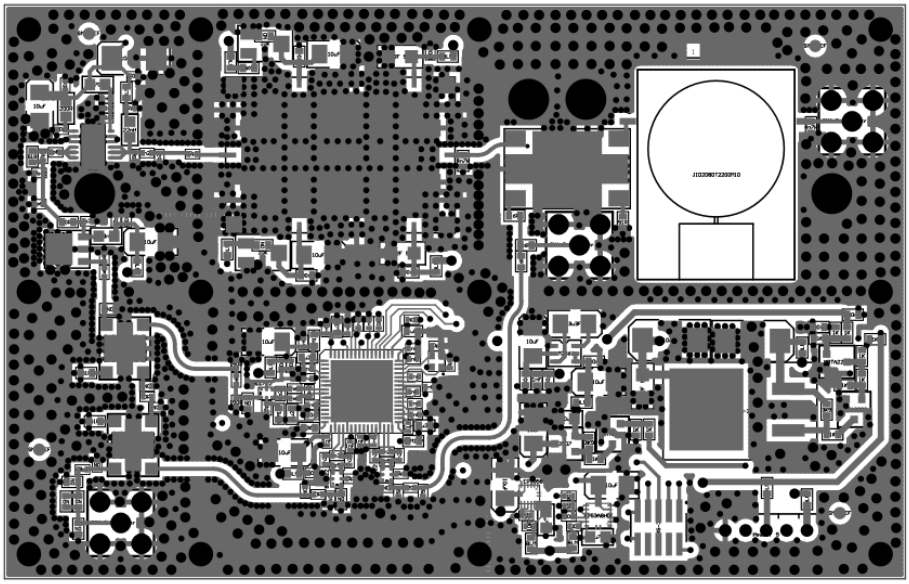
Yeni nesil haberleşme sistemleri gün geçtikçe artan veri kapasitesine çözüm bulabilmek için WCDMA ve OFDM gibi işareti zarfının değişken olduğu ve bu sayede aynı bant-genişliğini daha verimli kullanma yolunu seçtiler. Ancak bu teknikleri kullanabilmek için daha yüksek doğrusallık gerektiği için özellikle verici sistemlerinde değişikliklere gidilmek zorunluluğu ortaya çıktı. Güç kuvvetlendiricilerinde doğrusallığı artırmanın geleneksel yolu olan geri çekme yöntemi güç verimliliği konusunda sınıfta kalınca verimlilik ve doğrusallığın bir arda sağlanabileceği yöntemler geliştirildi. Bunlardan bir tanesi sayısal önceden bozucu sistemler ile güç kuvvetlendiricilerin yüksek verimle çalışabildiği çıkış güçlerinde ortaya çıkan doğrusal olmayan etkileri azaltmak oldu. Bu çalışmada da, GaN doherty güç kuvvetlendiricisinin getirdiği yüksek güç verimliliği ile sayısal doğrusallaştırıcı yapının yüksek doğrusallığını bir araya getirmek hedeflenmiştir. Bu amaçla Scintera firması tarafından geliştirilen SC1894 isimli sayısallaştırıcı yonga kullanılmıştır.



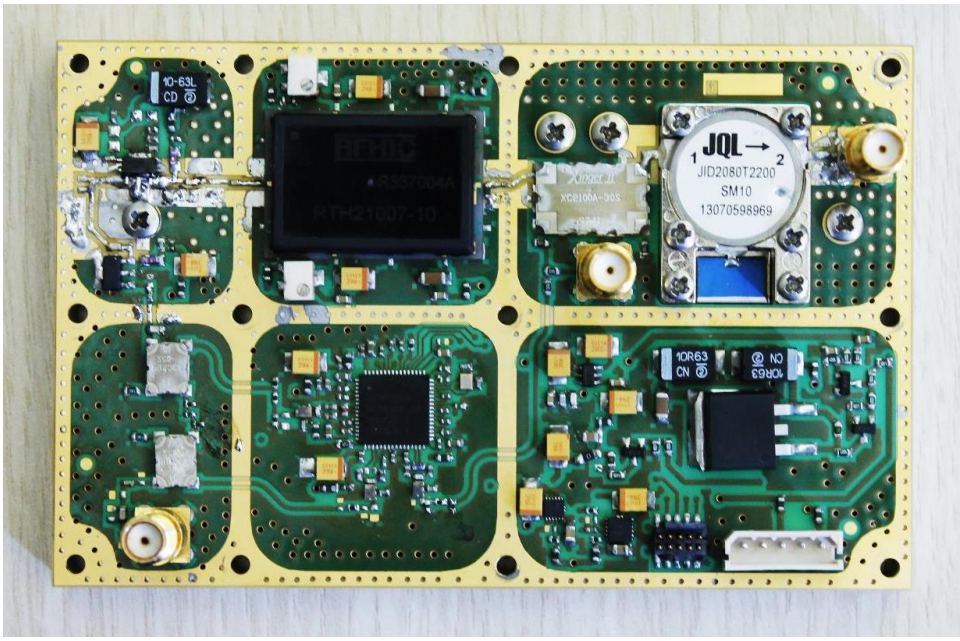
Şekil 2.9 : SC1894 Blok Diyagramı.

2.6 Gerçekleme

Tasarlanan güç kuvvetlendiricisi gerçekleme amacıyla baskılı devre kartına aktarılmıştır. Baskılı devre kartının çizimi için Altium Designer programı kullanılmıştır. Sistemin serimi Şekil 2.10 ile, üretilen baskılı devre kartının görünümü Şekil 2.11 ile, metal kutu içine yerleştirilen sistem ise Şekil 2.12 ile verilmiştir.



Şekil 2.10 : Güç Kuvvetlendiricisinin Serimi.

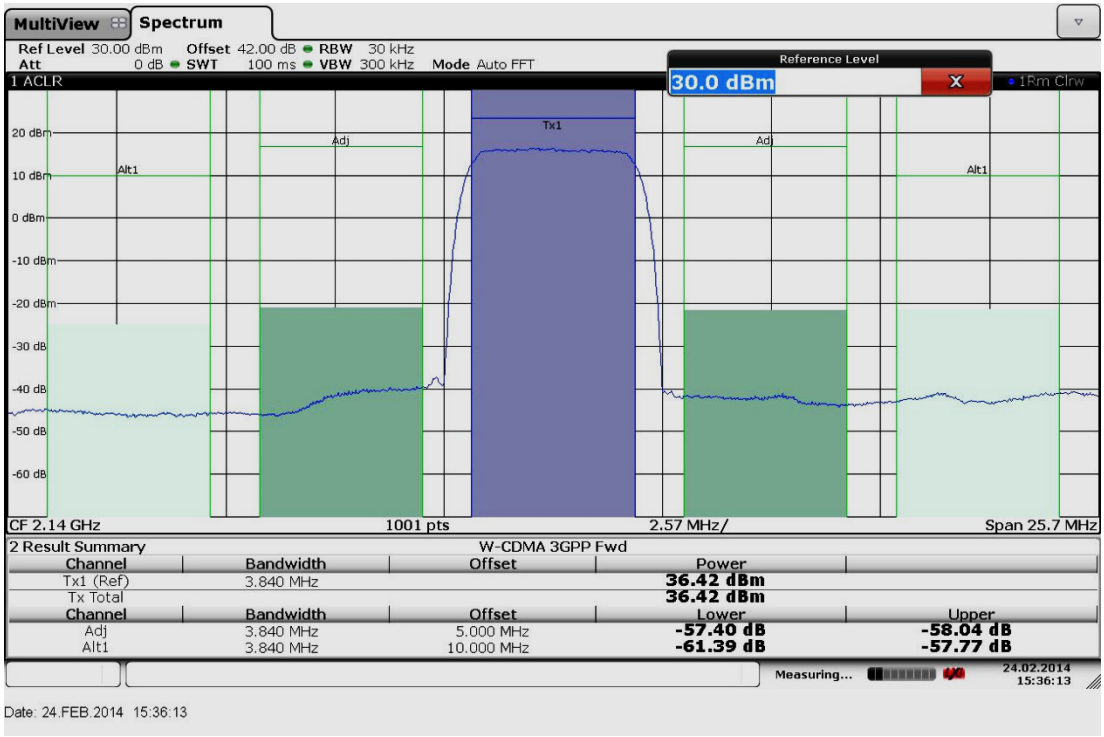


Şekil 2.11 : Güç Kuvvetlendiricisinin Baskılı Devre Kartı.

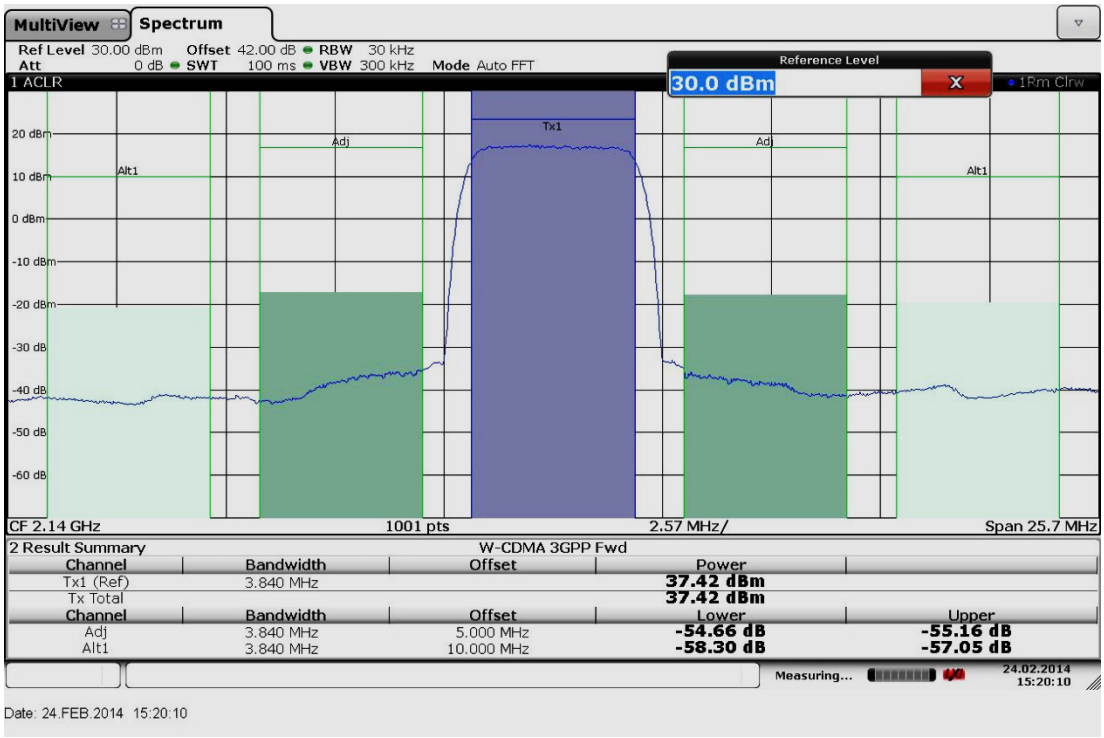
Şekil 2.12 : Güç Kuvvetlendiricisinin Kutulanmış Hali.

2.7 Ölçümler

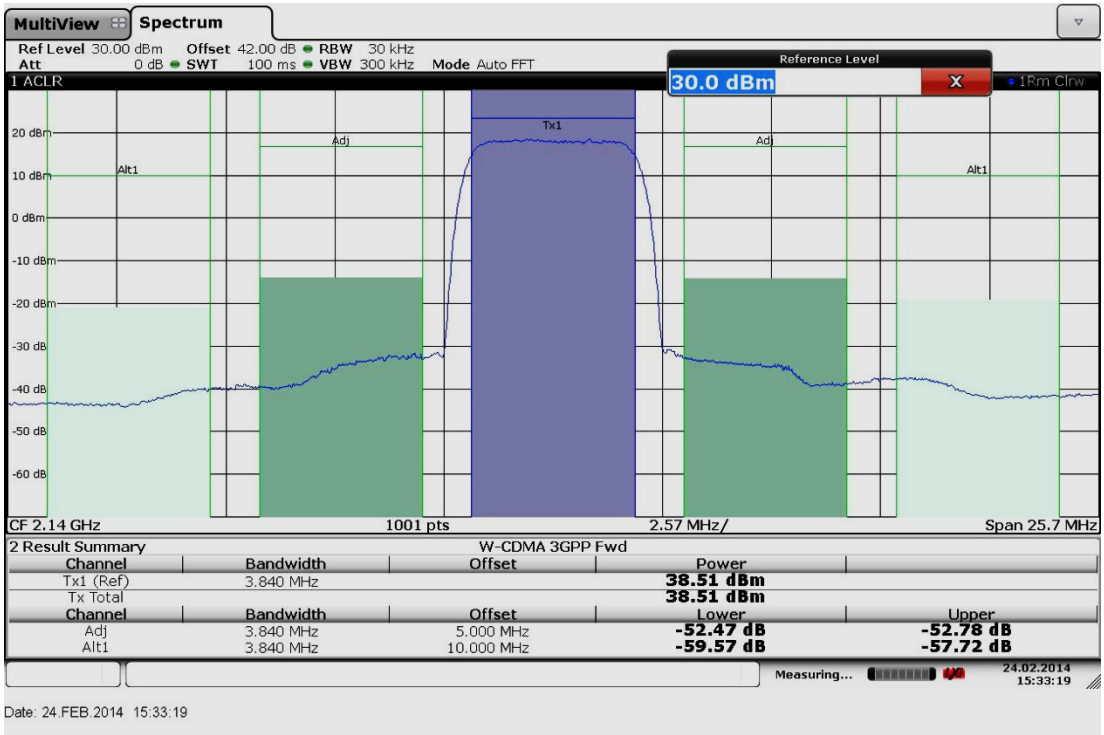
Güç kuvvetlendiricisi gerçeklendikten sonra çıkış gücü ve ACLR ölçümleri yapılmıştır. Ölçümler için kullanılan sıklık 2.14 GHz olup, 0 ile 4 dBm arasında WCDMA tekniği ile kodlanmış 5 MHz bant-genişliğine sahip giriş işareti uygulanmıştır. Çıkış işareti ACLR ölçüm yeteneğine sahip bir spektrum analizör ile ölçülmüş ve kaydedilmiştir.



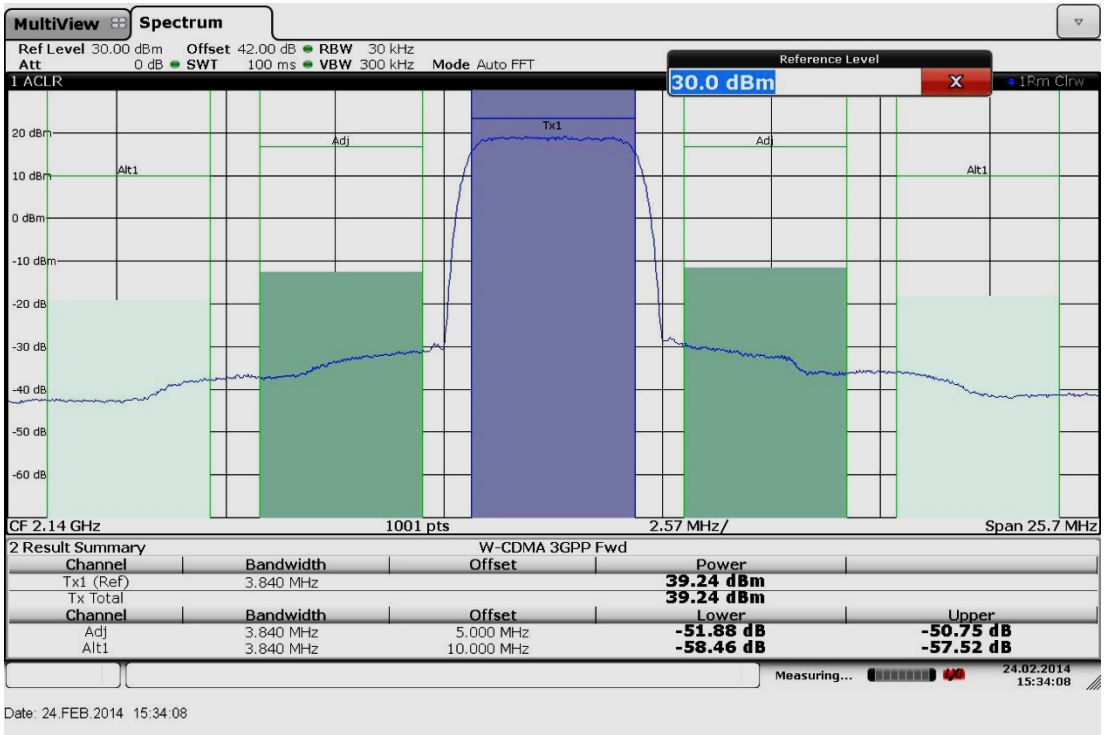
Şekil 2.13 : 0 dBm Giriş İşareti İçin Çıkış Spektrumu.



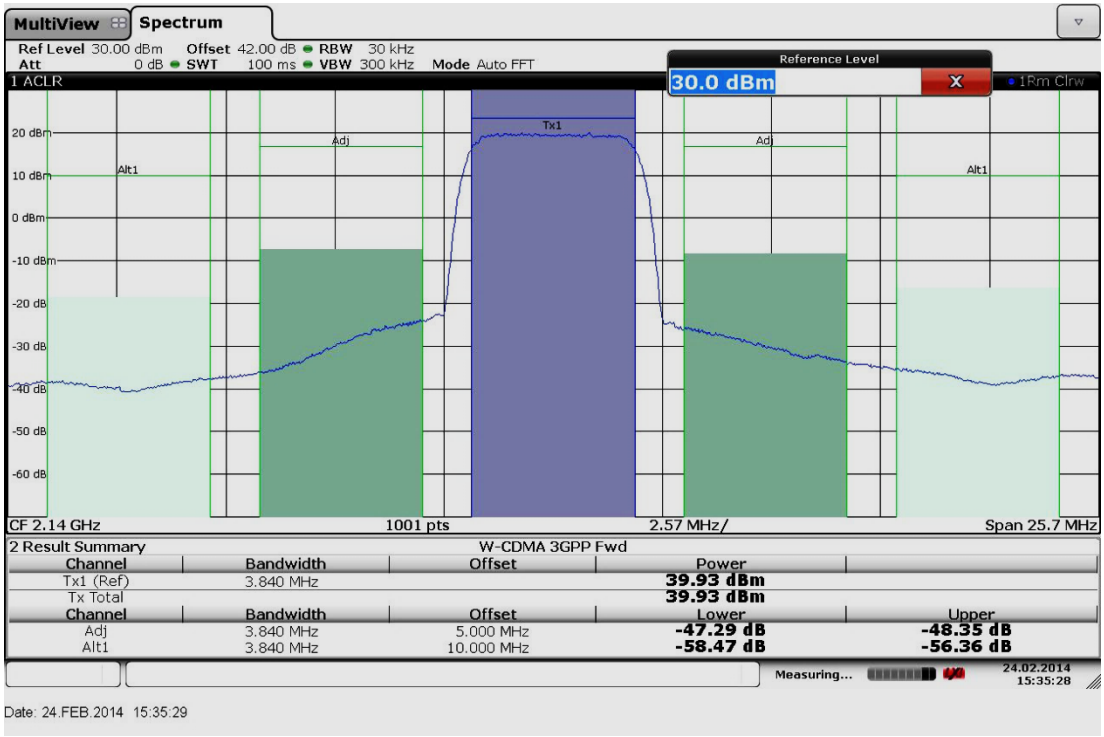
Şekil 2.14 : +1 dBm Giriş İşareti İçin Çıkış Spektrumu.



Şekil 2.15 : +2 dBm Giriş İşareti İçin Çıkış Spektrumu.



Şekil 2.16 : +3 dBm Giriş İşareti İçin Çıkış Spektrumu.



Şekil 2.17 : +4 dBm Giriş İşareti İçin Çıkış Spektrumu.

3. SONUÇLAR

Ölçüm sonuçlarından görülebileceği gibi, tasarlanan sistem hedeflenen çıkış gücü aralığında uluslararası standartlara göre olması gereken ACLR başarımı değerlerini sağlamaktadır. Yüksek doğrusallık sağlanmakla birlikte güç verimliliğinde bir azalma yaşanmamış ve 40 dBm çıkış gücü için sistemin verimi %38 olarak hesaplanmıştır. Sayısal doğrusallaştırıcı yapısında yapılan optimizasyonlar ile hedeflenen başarım parametrelerinde iyileşmeler görülmüştür 2.14 GHz taşıyıcı sıklığındaki 5 MHz bant-genişliğine sahip WCDMA işareti güç kuvvetlendiricisine uygulandığında elde edilen ACLR başarım parametresinin çıkış gücü ile değişimi Çizelge 3.1'de gösterilmiştir.

Çizelge 3.1 : ACLR başarım parametreleri.

Çıkış Gücü (dBm)	1. Yan Kanal (f_0 + 5 MHz)	2. Yan Kanal (f_0 + 10 MHz)
36 dBm	-58 dBc	-58 dBc
37 dBm	-55 dBc	-57 dBc
38 dBm	-52 dBc	-57 dBc
39 dBm	-50 dBc	-57 dBc
40 dBm	-48 dBc	-56 dBc

Sayısal doğrusallaştırıcı yapısı tasarımında yapılan optimizasyonlar ile ACLR başarımında elde edilen iyileştirmeler karşılaştırmalı olarak ise Çizelge 3.2'de gösterilmiştir. Çizelge ile verilen değerler 2.14 GHz sıklığında 39 dBm ve 40 dBm çıkış gücü elde edildiği durumda ilk yan kanal için ölçülen ACLR değerleridir.

Çizelge 3.2 : Optimizasyon ile ACLR Başarımı.

Parametre	39 dBm Çıkış Gücü	40 dBm Çıkış Gücü
Optimizasyon öncesi ACLR Başarımı	-45 dBc	-43 dBc
Optimizasyon sonrası ACLR Başarımı	-50 dBc	-48 dBc

KAYNAKLAR

[1]**Wright, A. and Nesper, O.,** (2002). Multi-Carrier WCDMA Base Station Design Considerations - Amplifier Linearization and Crest Factor Control, technology white paper, PMC-Sierra, Santa Clara, CA.

[2]**Kenney, J. S., Woo, W., Ding, L., Raich, R., Ku, H., and Zhou, G. T.,** (2001). The Impact Of Memory Effects on Predistortion Linearization of RF Power Amplifiers, Proc. Int. Symposium Microwave Optical Technology, 189–193.

[3]**Cripps S.C.,** (2006). RF Power Amplifiers for Wireless Communications, Artech House, 2nd Edition, 480.

[4] **Raich, R. and Zhou, G. T.,** (2002). On The Modeling of Memory Nonlinear Effects Of Power Amplifiers For Communication Applications, Proc. IEEE Digital Signal Processing Workshop.

[5]**Clark, C. J., Chrisikos, G., Muha, M. S., Moulthrop, A. A., and Silva, C. P.,** (1998). Time-Domain Envelope Measurement Technique with Application to Wideband Power Amplifier Modeling, IEEE Trans. Microwave Theory Technique, vol. 46, 2531–2540.

[6]**Kang, H. W., Cho, Y. S., and Youn, D. H.,** (1999). On Compensating Nonlinear Distortions Of An OFDM System Using Efficient Adaptive Predistorter, IEEE Trans. Communication, vol. 47, 522–526.

[7]**Ding, L., Zhou, G. T., Morgan, D. R., Ma, Z., Kenney, J. S., Kim, J., and Giardina, C. R.,** (2002). Memory Polynomial Predistorter Based on the Indirect Learning Architecture, Proc. IEEE Global Telecommunication Conference, 967–971.

[8]**Chang, S. and Powers, E. J.,** (2001). A Simplified Predistorter for Compensation of Nonlinear Distortion in OFDM Systems, Proc. IEEE Global Telecommunication Conference, vol. 5, 3080–3084.

[9] Technical Specification TS 25.141, 3rd Generation Partnership Project (3GPP), Technical Specification Group (TSG) RAN WG4, UTRA (BS) FDD; Radio Transmission and Reception.

EKLER

EK A: Sayısal Doğrusallaştırıcı için Geliştirilen Kodlar
EK A1: Çalışma Sıklığına Uygun Hale Getirilmesi
EK A2: İstenilen Çıkış Gücünde Azami Doğrusallık Sağlanabilmesi

EK A

EK A1

```
function [Err] =SetFrequencyRange (FreqRange)
        % Sıklık Bandı 01: 168-260 MHz, 02: 260-520 MHz, 03: 168-960 MHz
        % 04: 520-1040 MHz, 05: 1040-2080 MHz, 06: 698-2700 MHz
        % 07: 1800-2700 MHz, 08: 2700-3500 MHz, 09: 3300-3800 MHz
        % Error (out): =1 hata varsa; =0 hata yoksa.
Err=0;
rfpal_eepromWriteStatus (0);          % LOADENB=1 ayarla ve EEPROM kilitle.
        % 1024 byte Konfigürasyon parametresinin okunması
        % komutlar
customerConfigParameters = rfpal_eepromRead(hex2dec('FC00'),1024);
switch FreqRange
case (1)
customerConfigParameters(5)= 01;          % Sıklık Bandı 01: 168-260 MHz
Freq_Scan_min = 168;                      % Min Sıklık 168 MHz
Freq_Scan_max = 250;                      % Max Sıklık 260 MHz
case (2)
customerConfigParameters(5)= 02;          % Sıklık Bandı 02: 260-520 MHz
Freq_Scan_min = 260;                      % Min Sıklık 260 MHz
Freq_Scan_max = 500;                      % Max Sıklık 520 MHz
case (3)
customerConfigParameters(5)= 03;          % Sıklık Bandı 03: 168-960 MHz
Freq_Scan_min = 168;                      % Min Sıklık 168 MHz
Freq_Scan_max = 960;                      % Max Sıklık 960 MHz
case (4)
customerConfigParameters(5)= 04;          % Sıklık Bandı 04: 520-1040 MHz
Freq_Scan_min= 520;                       % Min Sıklık 520 MHz
Freq_Scan_max= 1000;                      % Max Sıklık 1040 MHz
```

```
case (5)
customerConfigParameters(5)= 05;        % Sıklık Bandı 05: 1040-2080 MHz
Freq_Scan_min= 1040;                    % Min Sıklık 1040 MHz
Freq_Scan_max= 2000;                    % Max Sıklık 2080 MHz
case (6)
customerConfigParameters(5)= 06;        % Sıklık Bandı 06: 698-2700 MHz
Freq_Scan_min= 698;                     % Min Sıklık 700 MHz
Freq_Scan_max= 2700;                    % Max Sıklık 2700 MHz
case (7)
customerConfigParameters(5)= 07;        % Sıklık Bandı 07: 1800-2700 MHz
Freq_Scan_min= 1800;                    % Min Sıklık 1800 MHz
Freq_Scan_max= 2700;                    % Max Sıklık 2700 MHz
case (8)
customerConfigParameters(5)= 08;        % Sıklık Bandı 08: 2700-3500 MHz
Freq_Scan_min= 2700;                    % Min Sıklık 2700 MHz
Freq_Scan_max= 3500;                    % Max Sıklık 3500 MHz
case (9)
customerConfigParameters(5)= 09;        % Sıklık Bandı 09: 3300-3800 MHz
Freq_Scan_min= 3300;                    % Min Sıklık 3300 MHz
Freq_Scan_max= 3800;                    % Max Sıklık 3800 MHz

otherwise
Err=1;
end
if (Err==0)
customerConfigParameters(2)= floor (2*Freq_Scan_min/256);
        %2x Min Sıklık Tarama MSB
        %2x Min Sıklık Tarama LSB
customerConfigParameters(1)= 2*Freq_Scan_min-256*floor
(2*Freq_Scan_min/256);
customerConfigParameters(4)= floor (2*Freq_Scan_max/256);
```

```
        %2x Max Sıklık Tarama MSB
        %2x Max Sıklık Tarama LSB
customerConfigParameters(3)= 2*Freq_Scan_max-256*floor
(2*Freq_Scan_max/256);
        %Yeni Checksum
checksum = double(0);
for i=1:1023
checksum = double(checksum + double(customerConfigParameters(i)));
end
        % Yeni Checksum: Modulo256
customerConfigParameters(1024) = uint8(mod(checksum,256));
fprintf(1, 'Storing Customer Configuration Parameters to 64K EEPROM\n');
        % eepromWrite Parameters  64-byte
        %  64-byte yazma komutları
rfpal_eepromWrite(h,hex2dec('FC00'),customerConfigParameters(1:64));
rfpal_eepromWrite(h,hex2dec('FC40'),customerConfigParameters(65:128));
rfpal_eepromWrite(h,hex2dec('FC80'),customerConfigParameters(129:192));
rfpal_eepromWrite(h,hex2dec('FCC0'),customerConfigParameters(193:256));
rfpal_eepromWrite(h,hex2dec('FD00'),customerConfigParameters(257:320));
rfpal_eepromWrite(h,hex2dec('FD40'),customerConfigParameters(321:384));
rfpal_eepromWrite(h,hex2dec('FD80'),customerConfigParameters(385:448));
rfpal_eepromWrite(h,hex2dec('FDC0'),customerConfigParameters(449:512));
rfpal_eepromWrite(h,hex2dec('FE00'),customerConfigParameters(513:576));
rfpal_eepromWrite(h,hex2dec('FE40'),customerConfigParameters(577:640));
rfpal_eepromWrite(h,hex2dec('FE80'),customerConfigParameters(641:704));
rfpal_eepromWrite(h,hex2dec('FEC0'),customerConfigParameters(705:768));
rfpal_eepromWrite(h,hex2dec('FF00'),customerConfigParameters(769:832));
rfpal_eepromWrite(h,hex2dec('FF40'),customerConfigParameters(833:896));
rfpal_eepromWrite(h,hex2dec('FF80'),customerConfigParameters(897:960));
rfpal_eepromWrite(h,hex2dec('FFC0'),customerConfigParameters(961:1024));
rfpal_eepromWriteStatus (3);
rfpal_hardReset;
end
end     %Fonksiyon Bitimi
```

EK A2

```
function [cal_err] = SC1894SetMaxPWRCalParameters(h, freqSelect)
        % Parametreler
        % cal_error (out): =1hata varsa; =0 hata yoksa.
        % h (in): Sayısal Doğrusallaştırıcı
        % freqSelect (in): Sıklık Seçimi
        % If = 0, Sıklık A ve çıkış gücü A
        % If ? 1, Sıklık B ve çıkış gücü B
        % Varsayılan değerler 0.
if(nargin < 2)
freqSelect = 0;
end
fprintf(1, '"Clear the MaxPWRCalParameters"\n');
SC1894clearMaxPWRCalParameters(h, freqSelect);
        % MaxPWRCalParametersResetleme
rfpal_hardReset(h);                         % TESTSEL0=0
cal_err=0;
pause(1);
rfpal_eepromWriteStatus (h,0);              % TESTSEL0=1
rfpal_msgSa(h,127);
if (freqSelect == 0)
rfpal_msgSa(h,hex2dec('F5'));
else
rfpal_msgSa(h,hex2dec('F6'));
end
pause(0.1);
if (freqSelect == 0)
calAOngoingFlg = rfpal_msgCmdRead(h,hex2dec('DC4'),0);
while (calAOngoingFlg~=0)
calAOngoingFlg = rfpal_msgCmdRead(h,hex2dec('DC4'),0);
end
else
```

```
calBOngoingFlg = rfpal_msgCmdRead(h,hex2dec('DC6'),0);
while (calBOngoingFlg~=0)
calBOngoingFlg = rfpal_msgCmdRead(h,hex2dec('DC6'),0);
end
end
rfpal_eepromWriteStatus (h,3);
rfpal_hardReset(h);
end                    %Fonksiyon Bitimi
```

ÖZGEÇMİŞ

Ad Soyad: Ramazan ATA

Doğum Yeri ve Tarihi: Kırşehir - 1988

E-Posta: atar@itu.edu.tr

Lisans: İstanbul Teknik Üniversitesi-Elektronik Mühendisliği