

**T.C.  
SÜLEYMAN DEMİREL ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**2.45 GHZ ISM BANDI DÜŞÜK GÜÇLÜ ALICI-VERİCİ  
SİSTEMLER İÇİN AGC KONTROLLÜ A - SINIFI GÜÇ  
YÜKSELTECİ TASARIMI, SAYISAL SİMÜLASYONU VE  
GERÇEKLENMESİ**

**Hüseyin ÇARK**

**Danışman: Doç. Dr. Adnan KAYA**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ  
ELEKTRONİK VE HABERLEŞME MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİMDALI  
ISPARTA – 2012**

## TEZ ONAYI

Hüseyin ÇARK tarafından hazırlanan “**2.45 GHz ISM Bandı Düşük Güçlü Alıcı-Verici Sistemler İçin AGC Kontrollü A - Sınıfı Güç Yükselteci Tasarımı, Sayısal Simülasyonu ve Gerçeklenmesi**” adlı tez çalışması aşağıdaki jüri tarafından oy birliği / oy çokluğu ile Süleyman Demirel Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı’nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Danışman : Doç. Dr. Adnan KAYA  
Süleyman Demirel Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği A.B.D

Jüri Üyeleri : Doç. Dr. Selçuk ÇÖMLEKÇİ

Süleyman Demirel Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği A.B.D

Jüri Üyeleri : Yrd. Doç. Dr. Mesud KAHRİMAN

Süleyman Demirel Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği A.B.D

**Prof. Dr. Mehmet Cengiz KAYACAN**  
**Enstitü Müdürü**

Not: Bu tezde kullanılan özgün ve başka kaynaktan yapılan bildirimlerin, çizelge, şekil ve fotoğrafların kaynak gösterilmeden kullanımı, 5846 sayılı Fikir ve Sanat Eserleri Kanunundaki hükümlere tabidir.

# İÇİNDEKİLER

## Sayfa

|   |     |
|---|-----|
| İÇİNDEKİLER .....   | i   |
| ÖZET .....  | iii |
| ABSTRACT .....  | iv  |
| TEŞEKKÜR.....   | v   |
| ŞEKİLLER DİZİNİ.....  | vi  |
| ÇİZELGELER DİZİNİ .....   | vii |
| SİMGELER VE KISALTMALAR.....  | x   |
| 1. GİRİŞ .....  | 1   |
| 2. KAYNAK ÖZETLERİ .....  | 4   |
| 3. MATERYAL VE YÖNTEM .....   | 6   |
| 3.1. Materyal .....   | 6   |
| 3.1.1. Kablosuz iletişim ağları ve WLAN teknolojileri .....         | 6   |
| 3.1.1.1 Büyüklüklerine göre kablosuz ağlar.....                     | 7   |
| 3.1.1.2 Kablosuz yerel alan ağ sistemleri (WLAN).....               | 8   |
| 3.1.1.3 WLAN standartları.....                                      | 10  |
| 3.1.1.4 IEEE standartları .....                                     | 10  |
| 3.1.2. Kablosuz haberleşme sistemleri.....                          | 12  |
| 3.1.2.1. RF alıcı – verici devreleri.....                           | 12  |
| 3.1.2.2. ISM bandı alıcı-verici sistemlerin uygulama alanları ..... | 14  |
| 3.1.3. Güç yükselteçleri.....                                       | 16  |
| 3.1.3.1. Güç yükselteci türleri ve A sınıfı güç yükselteçleri ..... | 17  |
| 3.1.3.2 Güç yükselteç parametreleri.....                            | 21  |
| 3.1.3.3 Güç yükselteçlerinde distorsiyon ve türleri .....           | 31  |
| 3.1.4. Güç yükselteci tasarımı .....                                | 34  |
| 3.1.5. Otomatik kazanç kontrolü (Automatic Gain Control - AGC)..... | 36  |
| 3.1.6. Otomatik kazanç kontrolü (AGC) sistemin bileşenleri.....     | 44  |
| 3.2. Yöntem.....  | 48  |
| 3.2.1 AGC kontrollü güç yükselteci (PA) tasarımı .....              | 48  |
| 3.2.2. Simülasyon sonuçları .....                                   | 55  |

|  |    |
|--|----|
| 4. ARAŒTIRMA BULGULARI VE TARTIŒMA ..... | 58 |
| 4.1. Proje Düzeneği .....                | 58 |
| 4.2. Simülasyon Sonuçları .....          | 63 |
| 4.3. Bulgular .....                      | 70 |
| 4.4. Sistem Uygulaması .....             | 80 |
| 5. SONUÇ .....                           | 86 |
| 6. KAYNAKLAR .....                       | 89 |
| EKLER .....                              | 92 |
| ÖZGEÇMİŒ .....                           | 97 |

## ÖZET

### Yüksek Lisans Tezi

## 2.45 GHZ ISM BANDI DÜŞÜK GÜÇLÜ ALICI-VERİCİ SİSTEMLER İÇİN AGC KONTROLLÜ A - SINIFI GÜÇ YÜKSELTECİ TASARIMI, SAYISAL SİMÜLASYONU VE GERÇEKLENMESİ

Hüseyin ÇARK

Süleyman Demirel Üniversitesi  
Fen Bilimleri Enstitüsü  
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Doç. Dr. Adnan KAYA

Tez çalışmasında, günümüzde vazgeçilmez ihtiyaç haline gelmiş olan kısa mesafeli ISM Bandı kablosuz haberleşme sistemlerinde kullanılmak için güç yükselteci (PA) tasarımı ve devre uygulaması yapılmıştır. ISM Bandı düşük güçlü kablosuz alıcı - verici sistemlerde çalışabilecek olan güç yükselteci tasarlanmış, uygulama devresi gerçekleştirilmiş ve daha sonra dedektör ve geribesleme devresi eklenerek otomatik kazanç kontrollü (AGC) güç yükselteci haline getirilmiştir.

Modülün elemanları olan güç yükselteci (PA), pi empadans uyumlandırma ve yönlü kuplör 2.45 GHz frekans bandı için tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir. RF yükselteç devresinde kullanılan FET'ler, dedektör entegrasyonu ve geribesleme devresinde kullanılan komperatörlerin seçiminde düşük güç tüketimi göz önünde tutulmuştur.

Mikroşerit yapıların analizi ve değerlendirmesinde ve aktif elemanlar ile devre tasarımında Microwave Office program paketinden faydalanılmıştır.

FSH6 Rohde & Schwarz spektrum analizör, 2.4 GHz microwave test transmitter ve diğer mikrodalga ekipmanları kullanılarak alınan ölçüm sonuçlarında, AGC kontrollü güç yükselteci devresinden değişen giriş gücüne karşın sabit çıkış gücü elde edildiği, çalışma noktasının sabit tutulduğu, çıkış akımının sabitlendiği ve kazançta düşmeler olduğu görülmüştür. Ayrıca tez çalışmasının amacı olan düşük güç ve akım tüketimi nonlineer modellerin kullanıldığı simülasyon ve gerçekleştirilen devrede görülmüştür. Yapılmış olan AGC kontrollü güç yükselteci devre uygulaması 2.45 GHz frekansında düşük güç kısa mesafeli kablosuz haberleşme sistemleri için ihtiyaç duyulan gereksinimleri karşılamaktadır.

**Anahtar Kelimeler:** Otomatik Kazanç Kontrolü, güç yükselteci, ISM Bandı alıcı verici, AGC, WLAN, PA.

2012, 97 sayfa

## ABSTRACT

M.Sc. Thesis

### 2.45 GHZ ISM BAND AGC CONTROLLED A - CLASS POWER AMPLIFIER DESIGN, NUMERICAL SIMULATION AND IMPLEMENTATION FOR LOW POWER TRANSCEIVER SYSTEMS

Hüseyin ÇARK

Süleyman Demirel University  
Graduate School of Applied and Natural Sciences  
Department of Electronic and Communication Engineering

Supervisor: Assoc. Prof. Dr. Adnan KAYA

In this thesis, which has now become an indispensable need for short-distance wireless communication systems for use in the ISM band power amplifier (PA) circuit design and application was made. ISM band for low power wireless receiver - transmitter PA which is able to work on systems is designed, implemented and then the application circuit of the detector and the feedback circuit by adding the automatic gain control (AGC) was transformed into the power amplifier.

Elements of the module, the power amplifier (PA), pi impedance matching and directional coupler is designed and implemented for the 2.45 GHz frequency band. FETs used for power amplifier circuit, IC detector and the selection of comparators are used in the feedback circuit, low power consumption were taken into consideration.

In the analysis and evaluation of microstrip structures and in the circuit design with active elements, 'The Microwave Office' package programme was used.

FSH6 Rohde & Schwarz spectrum analyzer, 2.4 GHz microwave transmitters and microwave test equipment, measurement results obtained using the AGC-controlled power amplifier circuit, constant output power is obtained despite varying input power, the working point is kept constant, the output current is fixed and the observed reductions in earnings. The purpose of the thesis which is also low power and current consumption of the models used in nonlinear circuit simulation and was implemented. The AGC-controlled power amplifier circuit application made at a frequency of 2.45 GHz, low-power wireless communication systems needed for a short distant page meets the requirements.

**Key words:** Automatic Gain Control, power amplifier, ISM Band transceiver, AGC, WLAN, PA.

**2012, 97 pages**

## TEŞEKKÜR

Bu araştırma için beni yönlendiren, karşılaştığım zorlukları bilgi ve tecrübesi ile aşmamda yardımcı olan değerli Danışman Hocam Doç. Dr. Adnan Kaya' ya teőekkürlerimi sunarım.

107E200 No' lu Proje ile tezimi maddi olarak destekleyen TÜBİTAK'a teşekkür ederim.

Çalışmam boyunca çekinmeden sorularımı yöneltebildiğim ve fikirlerinden yararlandığım Ruslan ABDULLA, M. Ali BELEN, Ahmet MALI'ya ayrıca desteklerini esirgemeyen kardeşim Abdullah ÇARK, Musa ÖZSOY ve Emre DÖNE'ye teşekkür ederim.

Tüm çalışmalarımda her an desteklerini yanımda hissettiğim aileme sonsuz sevgi ve saygılarımı sunarım.

Hüseyin ÇARK  
ISPARTA, 2012

## ŞEKİLLER DİZİNİ

|  |    |
|--|----|
| Şekil 3.1. Büyüklüklerine göre kablosuz ağlar .....                                    | 7  |
| Şekil 3.2. ISM bant planı .....  | 9  |
| Şekil 3.3. ISM bandı alıcı - verici blok şeması .....                                  | 13 |
| Şekil 3.4. A sınıfı güç yükselteci .....   | 17 |
| Şekil 3.5. A, AB, B, C sınıfı güç yükselteçlerinin kutuplama noktaları .....           | 18 |
| Şekil 3.6. (a) A, (b) AB, (c) B, (d) C sınıfı güç yükselteçlerin çıkış grafikler ..... | 19 |
| Şekil 3.7. (a) Kaynak kararlılık dairesi (b) yük kararlılık dairesi .....              | 24 |
| Şekil 3.8. Koşulsuz kararlılık için gereken koşullar .....                             | 25 |
| Şekil 3.9. 1 dB bastırma noktası grafiği.....  | 27 |
| Şekil 3.10. IP2 ve IP3 parametrelerinin grafiksel gösterimi .....                      | 28 |
| Şekil 3.11. IP2 ölçümünde kullanılan güç yükseltecinin çıkış grafiği.....              | 28 |
| Şekil 3.12. IP3 ölçümünde kullanılan güç yükseltecinin çıkış grafiği.....              | 29 |
| Şekil 3.13. Harmonik distorsiyon .....   | 31 |
| Şekil 3.14. İntermodulasyon distorsiyon.....   | 32 |
| Şekil 3.15. Yükselteç girişi ve faz distorsiyonuna uğramış yükselteç çıkışı. ....      | 33 |
| Şekil 3.16. Yükselteç girişi ve frekans distorsiyonuna uğramış yükselteç çıkışı.....   | 33 |
| Şekil 3.17. Transistörün kutuplama akımı – kazanç grafiği.....                         | 38 |
| Şekil 3.18. AGC blok diagramı.....   | 38 |
| Şekil 3.19. İdeal AGC transfer fonksiyonu.....   | 39 |
| Şekil 3.20. Desibel tabanlı lineer AGC sistem.....                                     | 39 |
| Şekil 3.21. Tam lineer olmayan AGC sistem.....   | 41 |
| Şekil 3.22. Gerçek AGC transfer fonksiyonu .....                                       | 43 |
| Şekil 3.23. Genel bir AGC devresi (Sayre, 2001).....                                   | 45 |
| Şekil 3.24. AGC kontrollü PA devresinin blok diyagramı .....                           | 48 |
| Şekil 3.25. AGC kontrollü PA devre şeması (Hsieh vd, 2000). ....                       | 49 |
| Şekil 3.26. CURTICE2ADV'nin eşdeğer devresi.....                                       | 51 |
| Şekil 3.27. ATF 55143'ün transfer karakteristiği için bağlantı şekli.....              | 52 |
| Şekil 3.28. ATF 55143'ün curve (akım – gerilim) eğrisi.....                            | 52 |
| Şekil 3.29. LTC5509'un devre bağlantısı .....  | 53 |
| Şekil 3.30. LM 393'un pin özellikleri.....   | 54 |



|   |    |
|---|----|
| Şekil 3.31. Geribesleme yükselteci .....  | 54 |
| Şekil 3.32. RF yükselteç katının açık şeması .....  | 55 |
| Şekil 3.33. RF güç yükselteci devresinin (a) $S_{11}$ ve $S_{21}$ ve (b) gürültü faktörü .....  | 56 |
| Şekil 3.34. (a) pi uyumlandırma devresi , (b) $S_{11}$ ve $S_{21}$ grafiği .....  | 56 |
| Şekil 3.35. (a) Yönlü kuplör devresi (b) Yönlü kuplörün S parametreleri .....   | 57 |
| Şekil 4.1. (a) Mikrodalga laboratuvarı cihazları (b) FSH6 spektrum analizör.....  | 58 |
| Şekil 4.2. (a) PCB üretim istasyonu (b) ölçüm düzeneği.....   | 59 |
| Şekil 4.3. AGC kontrollü PA devresinin AWR Officedeki açık şeması.....  | 60 |
| Şekil 4.4. AGC kontrollü PA devresinin PBC görüntüsü.....   | 60 |
| Şekil 4.5. AGC kontrollü PA devre kartı .....   | 61 |
| Şekil 4.6. Kazanç (GT) grafiği (a) AGC yokken (b) AGC varken .....  | 63 |
| Şekil 4.7. (a) AGC yokken, (b) AGC varken $S_{11}$ ve $S_{21}$ parametreleri.....   | 64 |
| Şekil 4.8. AGC varken $S_{11}$ ve $S_{21}$ parametreleri .....  | 64 |
| Şekil 4.9. AGC varken $S_{12}$ ve $S_{22}$ parametresi .....  | 65 |
| Şekil 4.10. (a) AGC yokken (b) AGC varken gürültü şekli grafiği .....   | 65 |
| Şekil 4.11. AGC varken güç spektrumu çıktısı.....   | 66 |
| Şekil 4.12. AGC varken zaman - giriş ve çıkış grafiği .....   | 66 |
| Şekil 4.13. (a) AGC yokken (b) AGC varken giriş empedansı grafiği.....  | 67 |
| Şekil 4.14. Giriş empedansı – frekans grafiğinin smith abağı üzerindeki grafiği.....  | 67 |
| Şekil 4.15. AGC varken smith abağında kararlılık grafiği .....  | 68 |
| Şekil 4.16. AGC varken VSWR grafiği.....  | 69 |
| Şekil 4.17. AGC varken 1 dB bastırma noktası grafiği .....  | 70 |
| Şekil 4.18. AGC varken (a) IP2 grafiği (b) IP3 grafiği.....   | 70 |
| Şekil 4.19. AGC yokken (a) B noktasının (b) C noktasının kazancı .....  | 71 |
| Şekil 4.20. AGC yokken (a) geri dönüşüm kaybı (b) çıkış grafiği .....   | 71 |
| Şekil 4.21. Referans gerilimindeki değişimlere göre AGC’li ve AGC’siz devre<br>kazancının değişim grafiği .....   | 73 |
| Şekil 4.22. AGC yokken PA devresi girişi .....  | 74 |
| Şekil 4.23. AGC yokken referans gerilim olarak (a) 0.42 V (b) 0.46 V (c) 0.50 V<br>(d) 0.54 V (e) 0.58 V uygulandığı zaman devre kazanç grafikleri..... | 74 |
| Şekil 4.24. AGC varken PA devresi girişi.....   | 75 |

|   |    |
|---|----|
| Şekil 4.25. AGC varken referans gerilim olarak (a) 0.42 V (b) 0.46 V (c) 0.50 V<br>(d) 0.54 V (e) 0.58 V uygulandığı zaman devre kazanç grafikleri..... | 75 |
| Şekil 4.26. Bina içi kablosuz haberleşme sistemin blok diyagramı.....   | 80 |
| Şekil 4.27. Bina içi kablosuz haberleşme sisteminde kullanılan cihazlar.....  | 80 |
| Şekil 4.28. (a) AGC kontrollü PA kullanılan sistem uygulaması (b) AGC kontrollü<br>PA kullanılmayan sistem uygulaması .....                             | 81 |
| Şekil 4.29. RF proba ölçülen giriş, 2. FET ve devre çıkış grafiği.....  | 82 |
| Şekil 4.30. Sistem uygulaması altında empedans uyumlandırma kullanılarak ve<br>empedans uyumlandırma kullanılmadan (AGC'li) PA çıkışları.....           | 82 |
| Şekil 4.31. AGC kontrollü PA'nın alt devrelerinin simülasyon sonuçları.....   | 83 |
| Şekil 4.32. AGC kontrollü PA devresine ait simülasyon sonuçları.....  | 84 |

## ÇİZELGELER DİZİNİ

|  |    |
|--|----|
| Çizelge 3.1. Kablosuz iletişim teknolojileri.....  | 8  |
| Çizelge 3.2. 2.4 GHz bandı kanal frekansları .....   | 10 |
| Çizelge 3.3. IEEE 802.11x standartları ve genel özellikleri .....  | 11 |
| Çizelge 3.4. ATF-55143'ün nonlinear parametreleri.....   | 50 |
| Çizelge 4.1. Yüzey özellikleri.....  | 59 |
| Çizelge 4.2. Devrede kullanılan entegrelerin çektikleri akım ve güç tüketimi.....  | 61 |
| Çizelge 4.3. AGC kontrollü PA devresi malzeme listesi .....  | 62 |
| Çizelge 4.4. Referans gerilimindeki değişimlere göre AGC'li ve AGC'siz devre<br>kazancının karşılaştırılması tablosu ..... | 72 |
| Çizelge 4.5. AGC kontrollü PA'nın simülasyon tablosu .....   | 77 |
| Çizelge 4.6. AGC kontrollü PA'nın ölçüm tablosu .....  | 78 |
| Çizelge 4.7. Tasarımda kullanılan PA simülasyon sonuçları.....   | 85 |

## SİMGELER VE KISALTMALAR

|                              |  |
|------------------------------|--|
| <b><math>\Gamma_L</math></b> | Yansıma Katsayısı                                    |
| <b>AM</b>                    | Amplitude Modulation                                 |
| <b>AP</b>                    | Access Point   |
| <b>ASK</b>                   | Amplitude Shift Keying                               |
| <b>AVC</b>                   | Analog Voltage Control                               |
| <b>BJT</b>                   | Bipolar Junction Transistor                          |
| <b>BER</b>                   | Bit Error Rate                                       |
| <b>CSMA</b>                  | Carrier Sense Multiple Access/                       |
| <b>CDMA</b>                  | Code Division Multiple Access                        |
| <b>CCK</b>                   | Complementary Code Keying                            |
| <b>CA</b>                    | Collision Avoidance                                  |
| <b>CMOS</b>                  | Complementary Metal Oxide Semiconductor              |
| <b>CEPT</b>                  | European Conference of Postal and Telecommunications |
| <b>DDFMT</b>                 | Dual-Port Direct FM Transmitter                      |
| <b>DC</b>                    | Direct Current                                       |
| <b>DSP</b>                   | Digital Signal Processor                             |
| <b>EMI</b>                   | Electromagnetic interference                         |
| <b>EVM</b>                   | Error Vector Magnitude                               |
| <b>FHSS</b>                  | Frequency Hopping Spread Spectrum                    |
| <b>FET</b>                   | Field Effect transistor                              |
| <b>FM</b>                    | Frekans Modülasyonu                                  |
| <b>GaN</b>                   | Gallium nitride                                      |
| <b>GM</b>                    | Genlik Modülasyonun                                  |
| <b>GSM</b>                   | Global System for Mobile Communications              |
| <b>GMSK</b>                  | Gaussian Minimum Shift Keying                        |
| <b>GaAs</b>                  | Gallium Arsenide                                     |
| <b>HB</b>                    | Harmonic Balance                                     |
| <b>ISM</b>                   | Industrial, Scientific and Medical                   |
| <b>IMD</b>                   | Intermodulation Distortion                           |
| <b>IF</b>                    | Intermediate Frequency                               |
| <b>IEEE</b>                  | Institute of Electrical and Electronics Engineers    |

|               |   |
|---------------|---|
| <b>InP</b>    | Indium phosphide  |
| <b>ITU</b>    | International Telecommunication Union                   |
| <b>IC</b>     | Integrated Circuit                                      |
| <b>IP3</b>    | Third Order Intercept Point                             |
| <b>IM</b>     | Intermodulation   |
| <b>K</b>      | Kararlılık  |
| <b>LAN</b>    | Local Area Network                                      |
| <b>LDMOS</b>  | Laterally Diffused MOSFET                               |
| <b>LNA</b>    | Low Noise Amplifier                                     |
| <b>MESFET</b> | Stands for Metal Semiconductor Field Effect Transistor  |
| <b>MMIC</b>   | Monolithic Microwave Integrated Circuits                |
| <b>MOSFET</b> | Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor       |
| <b>MAC</b>    | Media Access Control                                    |
| <b>MCM</b>    | Multichip Module  |
| <b>MMAC</b>   | Multimedia Mobile Access Communications Systems         |
| <b>Mbps</b>   | Megabits per second                                     |
| <b>MAN</b>    | Metropolitan Area Networks                              |
| <b>NF</b>     | Noise Figure  |
| <b>OFDM</b>   | Orthogonal Frequency Division Multiplexing              |
| <b>PM</b>     | Phase Modulation  |
| <b>PLL</b>    | Phase Locked Loop                                       |
| <b>PA</b>     | Power Amplifier   |
| <b>PHY</b>    | Physical Layer  |
| <b>PBCC</b>   | Packet Binary Convolutional Coding                      |
| <b>PCMCIA</b> | Personal Computer Memory Card International Association |
| <b>PAE</b>    | Power Added Efficiency                                  |
| <b>PM</b>     | Phase Modulation  |
| <b>PCB</b>    | Printed Circuit Board                                   |
| <b>PHEMT</b>  | Pseudomorphic high electron mobility transistors        |
| <b>Q</b>      | Quality factory   |
| <b>QPSK</b>   | Quadrature Phase Shift Keying                           |
| <b>RFC</b>    | Radio Frequency Choke                                   |

|              |   |
|--------------|---|
| <b>RSSI</b>  | Received Signal Strength Indicator                  |
| <b>RF</b>    | Radyo Frekansı                                      |
| <b>SNR</b>   | Signal Noise Ratio                                  |
| <b>SSB</b>   | Single SideBand                                     |
| <b>SoC</b>   | System-on-Chip                                      |
| <b>SiGe</b>  | Silicon Germanium                                   |
| <b>SINAD</b> | signal + noise + distortion over noise + distortion |
| <b>SOHO</b>  | Small Office /Home Office                           |
| <b>Si</b>    | Silisyum  |
| <b>S / N</b> | Signal To Noise Ratio                               |
| <b>SRF</b>   | Series Resonant Frequency                           |
| <b>TSCT</b>  | Two-Step Conversion Transmitter                     |
| <b>UMTS</b>  | Universal Mobile Technology System                  |
| <b>UNII</b>  | Unlicensed National Information Infrastructure      |
| <b>VSWR</b>  | Voltage Standing Wave Ratio                         |
| <b>VHF</b>   | Very high frequency                                 |
| <b>VNA</b>   | Vector Network Analyzer                             |
| <b>VGA</b>   | Variable Gain Amplifier                             |
| <b>WWAN</b>  | Wireless Wide Area Networks                         |
| <b>WMAN</b>  | Wireless Metropolitan Area Networks                 |
| <b>WLAN</b>  | Wireless Local Area Network                         |
| <b>WPAN</b>  | Wireless Personal Area Network                      |
| <b>Wi-Fi</b> | Wireless Fidelity                                   |

## 1. GİRİŞ

Son yıllarda kablosuz iletişim ürünlerinin hızlı bir şekilde geliştiği görülmektedir. Cep telefonları, kablosuz yerel alan ağları ve kablosuz bilgisayar çevre birimleri gibi tüketici elektroniği, bizim günlük hayatımızın bir parçası haline gelmiş kablosuz cihazlara sadece birkaç örnektir. Bu sürekli büyüyen bir pazar gelişmiş kablosuz standartlar ve alıcı-verici mimarileri geliştirmek, bunun yanı sıra düşük maliyetli teknolojiler ve yüksek entegrasyon çözümleri kullanarak uygulama maliyetlerini azaltmak için yoğun bir çaba harcanmaktadır (Wang, 2003).

RF güç yükselteçleri, radyo frekansında çalışan vericilerde, gerekli kazancı ve gücü sağlayan, genelde anteni besleyen devre elemanıdır. Yüksek güçte çalıştığı için sistemin en çok akım çeken ve en çok ısı üreten parçasıdır. Özellikle cep telefonu gibi taşınabilir cihazlarda verimliliği, doğrudan pil ömrünü etkilediği için çok önemli bir rol oynar. Cep telefonlarında kullanılanlarının çıkış güçleri 2 Watt ile (33dBm, GSM) 250 mW (24dBm, UMTS) arasında değişir. 3.3V da çalışan güç yükselteçleri CDMA/AMPS dual-mod hücresel telefonlar için geliştirilmiştir. Girişteki sinyalin hiç bozulmadan çıkışına aktarılması istenir. Daha iyimser bir deyimle en az bozulmayla (distorsiyon) aktarması istenir (Vizmuller, 1995).

Güç yükselteçlerinde çıkış sinyalindeki geniş genlik değişimleri bilgi kaybına veya sistemde kabul edilemez bir performansa neden olabilir (Martinez, 2001; Rosu, 2010). Bunun önüne geçmek için güç yükselteci devresine AGC (Automatic Gain Control) sistem eklenmiştir.

AGC (Automatic Gain Control), haberleşme sinyalindeki zayıflamalar nedeniyle ilk olarak radyolarda kullanılmıştır. AGC sistemler devre kazancını göreceli bir sabit çıkış sinyali halinde sürdürmesi amacıyla ayarlamaları devam ettirmek için gerekir. Bu durum devrelerin tasarımına yol gösterir, sisteminin girişinde sinyal değişimleri ne olursa olsun AGC'nin birincil ideal fonksiyonu sisteminin çıkışında sabit bir sinyal seviyesini korumaktır (Martinez, 2001; Rosu, 2010).

AGC devreleri ilk olarak otomatik ses kontrol devreleri olarak adlandırıldı, birkaç yıl sonra da Otomatik Kazanç Kontrolü (AGC) devreleri adı altında genelleştirilmiştir. AGC sistem XX yüzyılın ikinci yarısındaki haberleşme sistemlerindeki büyük gelişmeler ile seçicilik ve çıkış sinyali seviyesinin kontrolü için gereken herhangi bir haberleşme sisteminin tasarımında temel bir ihtiyaç haline gelmiştir (Martinez, 2001).

Bu çalışmada, kablosuz ISM bandı haberleşme sistemleri için düşük güçlü, yüksek kazançlı, otomatik kazanç kontrollü (AGC) güç yükselteci (PA) tasarlanmış ve devre gerçekleştirildiği ve alınılan ölçüm sonuçları analiz edilmiştir. Devre tasarım parametreleri olarak kazanç $>20$  dB, NF $<2$  dB,  $S_{11} < -10$  dB  $k>1$  ve çalışma frekansı 2.45 GHz olarak hedeflenmiştir.

Tez çalışmasında öncelikle ISM bandı frekans aralığında çift katlı, A – sınıfı güç yükselteci tasarımı yapılmıştır. Daha sonra ise güç yükselteci devresini AWR Office programını kullanarak optimize edilmiştir. Optimizasyon işlemi bittikten sonra geri besleme hattı eklenerek devre AGC kontrollü hale getirilmiştir. Geri besleme hattı negatif geri besleme özelliğinde seçilmiştir. PA devresinin AGC kontrolü olması çıkış kazancının düşmesinin yanında sabit çıkış gücü ve daha yüksek kararlılık elde etmemizi sağlar. Geri besleme hattı eklendikten sonra pi empedans uyumlandırma devresi eklenmiştir ve AWR Office programında devrenin tamamının optimizasyonu yapılmıştır. Tüm bu işlemlerden sonra uygulamaya geçilmiş ve devre fiziki olarak gerçekleştirilmiştir. Devre uygulaması tamamlandıca FSH6 Rohde & Schwarz spektrum analizör, 2.4 GHz microwave test transmitter sinyal üretici, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Laboratuvarındaki gerekli yüksek frekans cihazları kullanılarak ölçümler ve testler yapılmıştır. Çalışma tamamlandığında devrenin simülasyon ve ölçüm sonuçları ayrı ayrı incelenmiştir. AGC’li ve AGC’siz olmak üzere simülasyon ve ölçüm sonuçları alınmış ve değerlendirilmiştir.

Tez çalışmasının 3. bölümü Materyal ve Yöntem olarak adlandırılmıştır. Materyal olarak adlandırılan ilk kısmında güç yükselteçleri ve AGC ile ilgili genel bilgiler yer



almaktadır. Yöntem olarak adlandırılan ikinci kısımda ise AGC kontrollü güç yükselteci devresi tasarım ve simülasyon aşamaları anlatılmıştır.

Çalışmasının Araştırma Bulguları ve Tartışma adlı 4. bölümünde ise AGC kontrollü güç yükselteci devresinin AWR'deki simülasyon sonuçları ve FSH6 Rohde & Schwarz spektrum analizör cihazından alınan ölçüm sonuçları üzerinde durulmuştur. Simülasyon ve ölçüm sonuçları devre çıkışı ve devrenin katmanları arasından alınmıştır.

Sonuç ve Öneriler bölümünde ise bölüm 4 ışığında devre ölçümleri değerlendirilmiş ve devre ile ilgili öneriler sunulmuştur.

Tez çalışmayla 2.45 GHz frekansında çalışan düşük güçlü RF güç yükselteçlerine AGC eklemenin avantaj ve dezavantajları sunulmuştur. Ayrıca yapılan uygulama ile bu yönde daha sonra yapılacak olan çalışmalara ışık tutulmaktadır.

## 2. KAYNAK ÖZETLERİ

Bowick vd., kitabının 2008 yılındaki baskısında RF ön uç tasarımı, rezonans devreleri, empedans uyumlandırma ve RF yükselteç tasarımı hakkında güncel bilgilere değinmiştir. Bu bilgiler, hızla değışen RF sanayinin yanı sıra gelişmelere yön veren bilgi/iletişim/eğlence sektörünün ihtiyaçlarını karşılayabilmek amacıyla bugünkü çalışmalara ışık tutmaktadır.

Golio vd., kitabının 2008 yılındaki baskısında RF/Mikrodalga sistem ve bileşen geliştirme dahil mühendisleri ilgilendiren konulardan bahsetmiştir. Kitapta mühendisler, yöneticiler ve akademisyenlerin ihtiyaç duydukları kendi uzmanlık alanı dışındaki mikrodalga konular anlatılmaktadır. Ayrıca iletişim, radar ve ısıtma uygulamaları için RF, mikrodalga uygulama ve sistemlerini içerir. Ticari, havacılık, tıbbi ve askeri uygulamalar ele alınmaktadır. Geçmiş, mevcut ve gelişmekte olan hücresel sistemleri, navigasyon sistemleri ve uydu tabanlı sistemleri ele almıştır. Özel ses ve veri ticari sistemleri ayrıntılı incelenmiştir. Askeri elektronik, havacılık ve radar (askeri ve otomotiv her ikisi de) farklı bölümlerde ayrıntılı ele alınmıştır. Tedavi edici hekimlik için kullanılan RF/Mikrodalga enerjiye odaklanan bir bölüm de mevcuttur. Termal, mekanik, havacılık, güç yönetimi ve güvenlik sistemleri konuları ayrı bölümlerde ele alınmıştır. Mühendislik süreçleri kurumsal, maliyet, modelleme ve tasarım yorumları değışik bölümlerde incelenmiştir.

Luzzatto ve Shirazi 2007, modern kablosuz modem ve alıcı-vericiler için, akademik düzeyde, kapsamlı ve bağımsız teorik ve pratik uygulamalar için başvuru kaynağı sunmuştur. Ayrıca haberleşme mühendisleri için lisans ve lisansüstü mühendislik dersleri içeren temel bir kaynak olmayı amaçlamıştır.

Öztürk, 2004 yılında hazırlamış olduğu tezinde, kullanıcılara hareket serbestliği ve bilgiye her yerden her zaman ulaşma imkânı sağlayan Kablosuz Yerel Alan Ağlarında (Wireless Local Area Networks, WLAN) kullanılan teknolojiler, standartlar, düzenlemeler ve ülke örnekleri incelenmiş, Türkiye'deki mevcut durum ve sektör beklentileri tespit etmiştir. Çalışma boyunca, uluslararası kuruluşlar ve

düzenleyici otoriteler ile yazışmalar, ilgili taraflar için düzenlenen anketler ve her türlü yayın üzerindeki araştırmalar yoluyla, WLAN sistemleri ile ilgili düzenlemeler incelenmiştir. Yapılan bu inceleme ve araştırmalar, WLAN sistemlerinin bir çok gelişmiş ÷lkede yaygın olarak kullanıldığını, Türkiye’de ise gerekli düzenlemelerin yapılmamış olması nedeniyle yaygın olmadığını göstermektedir. Sonuç olarak, Türkiye’deki bilgi toplumu olma çabalarına katkı sağlayacağı düşün÷lerek, WLAN hizmetlerinin gelişmesine ve yaygınlaşmasına imkân veren bir düzenleme önerisi sunmaktadır.

Pozar, kitabının 1998 yılındaki baskısında aktif devre dizaynı, dedektörler, mikserler, PİN diyot devreleri, mikrodalga entegre devreleri, transistörlü yükselteçler ve osilatör dizaynı konularını anlatmıştır. Ayrıca yeni metaryeller ile transistörlerin fiziksel olarak gerçekenmesi, transistörlerin küçük işaret eşdeğer modeli ve dengeli yükselteçler konularını anlatmıştır.

Sayre, kitabının 2008 yılındaki baskısında RF devre ve sistemlerin tasarımı, sim÷lasyonunu ve gerçekenmesini anlatmıştır. RF/mikrodalga ses ve kablosuz data testlerinin tüm yöntemleri açıklamıştır.

### **3. MATERYAL VE YÖNTEM**

#### **3.1. Materyal**

RF devre tasarım ve simülasyonu için endüstride çeşitli yazılım paketleri bulunmaktadır. Bu tez çalışmasında, Moment Metodunu kullanan Applied Wave Research's Microwave Office programı tasarım işlemi sürecinde daha fazla esneklik sağladığı için seçilmiştir. Moment metodu (Method of Moments, MoM) bu tür problemlere uygulanmak için idealdir. Çünkü moment metodunda Maxwell' in integral denklemleri matris formuna dönüştürülürler. Daha sonra, dalga boyuyla orantılı tel ızgaralarla modellenmiş katı yapılardan yayılan elektrik alan, segmentlere bölünmüş teller üzerinde oluşturulan matrislerin çözümlerinin birleştirilmesiyle hesaplanabilir. Bu metot karmaşık yapılar ve antenler içeren platformların analiz ve sentezi için geniş uygulama alanı bulmuştur (Harrington, 1968). AWR programında elektromanyetik, devre ve sistem simülatörleri bulunmaktadır. Spice motoru kullanan devre simülatörlerinde devre elemanlarının yüksek frekanstaki davranışları yeterince doğru modellenememektedir, modellenen dahi zaman domeninde çalışan bir motorun yüksek frekansta (GHz mertebelerinde) çalışan bir devreyi çözmesi çok uzun zaman almaktadır. Bu yüzden yüksek frekans devreleri için özelleşmiş simülatörler kullanılmaktadır. AWR bu programlardan birisidir, diğer bir program da Agilent firmasının ürettiği ADS programıdır (Biçen, 2010).

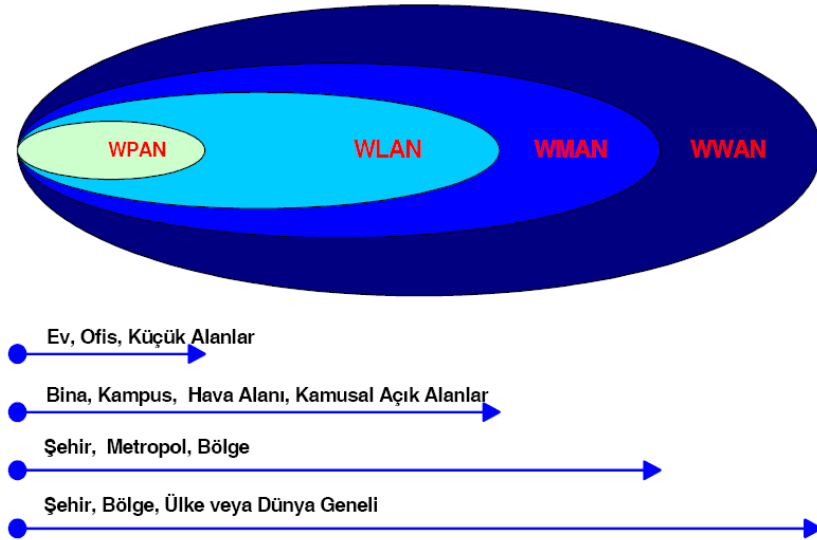
##### **3.1.1. Kablosuz iletişim ağları ve WLAN teknolojileri**

Kablolu iletişim teknolojilerine kıyasla birçok üstünlüğü bulunan kablosuz iletişim teknolojileri 1990'lı yıllarda büyük gelişmelere sahne olmuştur. RF1'in yeniden keşfi olarak adlandırılan bu gelişmeler hem GSM2 gibi ses iletişimde hem de veri iletişimde yaşanmıştır. Özellikle veri iletişimde yüksek veri hızlarına ulaşılması, kablosuz teknolojiyi yaygın kullanılabilir hale getirmiştir. Kablosuz iletişim ağları iki veya daha fazla bilgisayar veya sayısal cihazın birbirleriyle kablosuz veri iletişimi sağlamalarıyla oluşan yapıdır. Bu ağlar; özel amaçlı, eğitim amaçlı, ulusal veya halka açık olarak kurulabilirler. Kablosuz iletişim ağlarını hizmet yapısı, çalışma

prensipleri, büyüklük veya mimarisine (topoloji) göre olmak üzere farklı şekillerde gruplandırmak mümkündür. Bu ağların büyüklüklerine göre sınıflandırılması WLAN sistemlerinin daha iyi incelenebilmesi açısından tercih edilmiştir (Öztürk, 2004).

### 3.1.1.1 Büyüklüklerine göre kablosuz ağlar

Kablosuz iletişim ağlarını, büyüklüklerine yani hizmet verdikleri fiziksel alanlara göre gruplandırmak mümkündür. Ancak teknolojideki hızlı gelişme ve sistemlerdeki yakınsama bu gruplandırmada kesin çizgilerin çizilmesini zorlaştırmaktadır. Çeşitli kaynakların bu gruplandırmayı farklı şekilde yaptıkları görülmektedir. Genel yaklaşıma göre kablosuz iletişim ağları, 4 sınıf altında toplanabilir. Bunlar; Kablosuz Geniş Alan Ağları (Wireless Wide Area Networks, WWAN), Kablosuz Metropol Alan Ağları (Wireless Metropolitan Area Networks, WMAN), Kablosuz Yerel Alan Ağları (Wireless Local Area Networks, WLAN) ve Kablosuz Kişisel Alan Ağları (Wireless Personal Area Networks, WPAN) olarak sıralanabilir. Bu gruplandırma ve her bir gurubun hizmet alanları Şekil 3.1’de verilmiştir (Öztürk, 2004).



Şekil 3.1. Büyüklüklerine göre kablosuz ağlar

Bazı teknolojilerin özellikleri itibarıyla birden fazla grupta yer alması söz konusudur. Ancak yaygın kullanımları dikkate alınarak kablosuz iletişim teknolojilerini Çizelge 3.1’de belirtildiği şekilde sınıflandırmak mümkündür (Öztürk, 2004).

Çizelge 3.1 Kablosuz iletişim teknolojileri

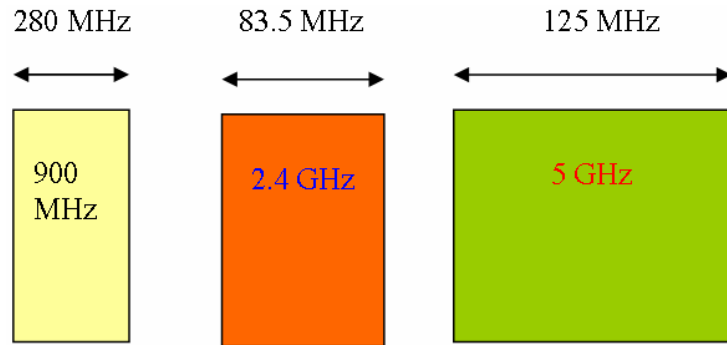
|                 | WPAN                                   | WLAN                               | WMAN                                      | WWAN                         |
|-----------------|--|------------------------------------|---|------------------------------|
| <b>Standart</b> | Bluetooth<br>HomeRF                    | IEEE 802.11<br>HiperLAN            | IEEE 802.16<br>HiperMAN                   | GSM, GPRS,<br>CDMA ve 3G     |
| <b>Hız</b>      | < 1 Mbps                               | 11-54 Mbps                         | 11-100 Mbps                               | 10-384 Kbps                  |
| <b>Mesafe</b>   | Kısa                                   | Orta                               | Orta - Uzun                               | Uzun                         |
| <b>Uygulama</b> | Cihazlar arası<br>bağlantı/<br>Piconet | Cihazdan<br>cihaza/<br>Ağ kurulumu | Kablo yerine/<br>Son kullanıcı<br>erişimi | Mobil Telefon/<br>Mobil Veri |

### 3.1.1.2 Kablosuz yerel alan ağ sistemleri (WLAN)

Kablosuz yerel alan ağları (WLAN) RF haberleşmesinde ethernet gibi koaksiyel kablo kullanılmış geleneksel kablolu LAN’lar yerine kullanılır. İlk nesil WLAN ürünleri kablolu LAN ürünlerinin kullanım alanlarını hedef aldı. Kablosuz lokal ağlar (WLAN) giderlerin azaltılması ve kablosuz laptop işlemlerindeki faydalarından istifade etmek amacıyla tasarlanmıştır. Merkezi kontrollü kablosuz ağlar genellikle daha büyük bir kablolu ağın bir parçası olarak kullanılır. Bir radyo baz istasyonu veya erişim noktası (AP) erişime paket tabanlı veri yoluyla kablosuz uzak istasyonlara hakemlik eder. Buna karşın aynı tür kablosuz ağlar arasında, kablosuz istasyonların bir grup oluşturması nedeniyle özel bir ağ oluşmuş olabilir. Carrier Sense Multiple Access (CSMA) / Collision Avoidance (CA) gibi ağ erişim protokollerinin yeni formları kablosuz ağların düşük hata oranında çalışmasına ihtiyaç duydu. Gezici kablosuz ağların ana avantajlarından birisi bağlantı kesilmeden serbestçe hareket konusunda kullanıcılara izin vermesidir. Lisanssız yaygın spektrum iletişimi sağlayan frekans bantları kapsamında ISM bant (Bilimsel,

Endüstriyel ve Tıbbi) 1985 yılında Federal İletişim Komisyonu (FCC) tarafından Amerika Birleşik Devletlerinde tanımlandı. ISM bantların üç tanesi 900 MHz, 2.4 GHz ve 5 GHz'dir. ISM bandı WLAN kullanıcıları için en önemli avantajı, dalga kılavuzları boyunca sinyal iletilirken FCC veya diğer ajanslarca verilen işletim lisansına ihtiyaç duyulmamasıdır. ISM bandında spread-spectrum teknolojisi diğer sıkışma sinyalleri veya gürültüden parazitlik ve parazitlikten etkilenmemenin bir derecesini azaltmak için kullanılır. 2.4 GHz mikrodalga fırınlar gibi yaygın olmayan diğer ticari uygulamalar ISM bandında uzun yıllar var oldu. (Golio ve Golio, 2008).

WLAN sistemlerinde genellikle ISM bandı kullanılmaktadır. ISM bantları ITU tarafından 13560 kHz, 27120 kHz, 40.6 MHz, 915 MHz, 2450 MHz, 5800MHz ve 24.125 GHz merkez frekanslarında dünya genelinde tahsis edilmiştir. Bu bantlardan teknik olarak WLAN uygulamasına uygun olan ISM bantları Şekil 3.2'de verilmiştir (Ardıç, 2010).



Şekil 3.2. ISM bant planı

WLAN sistemleri için 2.4 GHz bandında 2400-2483.5 MHz frekans aralığı, 83.5 MHz bant genişliği ve 13 adet kanal tanımlanmıştır. Bu kanallar ve her kanalın merkez frekans değeri Çizelge 3.2'de gösterilmiştir. Ancak bu 13 kanaldan sadece 3 adedi (1, 7 ve 13) aynı ortamda enterferans yaratmadan çalışabilirler. Çünkü bu kanalların frekans aralığı 5 MHz olmasına karşın bir AP'ler 22 MHz frekans aralığı kullanmaktadır (Ardıç, 2010).

Çizelge 3.2 2.4 GHz bandı kanal frekansları

|   |          |    |          |    |          |
|---|----------|----|----------|----|----------|
| 1 | 2412 MHz | 6  | 2437 MHz | 11 | 2462 MHz |
| 2 | 2417 MHz | 7  | 2442 MHz | 12 | 2467 MHz |
| 3 | 2422 MHz | 8  | 2447 MHz | 13 | 2472 MHz |
| 4 | 2427 MHz | 9  | 2452 MHz |    |          |
| 5 | 2432 MHz | 10 | 2457 MHz |    |          |

### 3.1.1.3 WLAN standartları

WLAN standartları esas itibariyle ETSI, IEEE ve MMAC olmak üzere üç kuruluş tarafından yürütülmektedir Avrupa Telekomünikasyon Standartları Enstitüsü (European Telecommunications Standards Institute, ETSI), 1988 yılında CEPT tarafından Avrupa Posta ve Telekomünikasyon Birliği bünyesindeki telekomünikasyonun standartlaştırılması ile ilgili görevleri yürütmek üzere kurulmuştur (Ardıç, 2010).

### 3.1.1.4 IEEE standartları

WLAN uygulamalarında en çok kullanılan ve bugünkü popülarlığını kazandıran IEEE1 tarafından yayınlanan bir dizi standarttır. IEEE 802 LAN/MAN standart komitesi ilk olarak Haziran 1997'de IEEE 802.11 standardını yayımlamıştır. Bu temel standarda göre 2.4 GHz frekans bandında FHSS2 veya DSSS3 teknikleri kullanılarak 2 Mbps'e kadar data iletişimi sağlanabilmektedir. 802.11 standardın esas amacı mevcut kablolu LAN'ların, kablosuz olarak genişlemesine olanak tanımak ve sabit sistemlerle mobil sistemleri bir çatı altında toplamaktır. Elde edilen başarı sonrasında IEEE tarafından WLAN uygulamaları için 802.11x adı altında bir dizi standart daha yayımlanmıştır. Bu standartları geliştirme ve yeni standartlar hazırlama çalışmaları devam etmektedir. 2.4 GHz bandında çalışan ve 11 Mbps veri iletişim hızına sahip olan IEEE 802.11b Türkiye dâhil dünyanın birçok yerinde yaygın olarak



kullanılmaktadır. 2000 yılında dünyada yaşanan iletişim sektöründeki çöküşe rağmen WLAN sistemleri inanılmaz bir başarı elde etmiştir. Bugünlerde yine aynı frekans bandında çalışan fakat veri iletişimini 54 Mbps'e kadar çıkaran 802.11g standardı cihazlar rağbet görmektedir. Çizelge 3.3'de geliştirme çalışmaları tamamlanmış ve ürünleri piyasada bulunan IEEE 802.11x standartlarının genel özellikleri verilmiştir (Öztürk, 2004).

Çizelge 3.3. IEEE 802.11x standartları ve genel özellikleri

| Standart Adı | Frekans Bandı | Modülasyon Tekniği | Kanal sayısı                            | Güvenlik     | Veri Hızı | Açıklama  |
|--------------|---------------|--------------------|---|--------------|-----------|---|
| IEEE 802.11  | 2,4 GHz ISM   | FHSS veya DSSS     | 3(dahili/harici)                        | WEP veya WPA | 2 Mbps    | İlk hazırlanan ve temel standart                  |
| IEEE 802.11a | 5 GHz         | OFDM               | 4 (dahili)<br>4 (dahili)<br>11 (harici) | WEP veya WPA | 54 Mbps   | Çoklu ortam uygulamaları ve yüksek veri hızı için |
| IEEE 802.11b | 2,4 GHz ISM   | DSSS               | 3(dahili/harici)                        | WEP veya WPA | 11 Mbps   | Yaygın kullanım ve düşük maliyetli sistemler      |
| IEEE 802.11g | 2,4 GHz ISM   | DSSS veya OFDM     | 3(dahili/harici)                        | WEP veya WPA | 54 Mbps   | 802.11b'nin yüksek hızlar için geliş hali         |

1999 yılında yüksek oy oranı ile 802.11b 2.4 GHz WLAN standardı onayladı. 2.4 GHz ISM bandı 802.11 standardında ucuz ve esnek ekipmanların birlikte çalışabilir gelişimini destekledi. IEEE 802.11 2.4 GHz WLAN için belirtilmiş veri hızları 1, 2,5,5, ve 11 Mbps'dir. Spread-spectrum teknolojisi 802.11 standardı alıcı - vericilerde çok kullanıcı bir ortamda sağlıklı bir çözüm sağlamak için belirlenmiştir. ISM bantlarında spread -spektrum tekniklerinin bir avantajı iletimine izin verilen güç seviyelerinde görülür. IEEE 802.11 WLAN lisanssız çalışma için sistem verici gücü bir düzenleyici kurumun belirtilen düzeylerine uygun olmalıdır. Örnek olarak, bu bantta yaygın olmayan spektrum uygulamaları FCC'e üye devletlerde 3 m'de 50 mV/m ile sınırlıdır. Bu bir dipol antende 0,7 mW güce çevrilir. ABD'de Spread-spektrum uygulamaları 1 watt'a kadar güç iletimine izin verir, spread-spektrum olmayan sistemlerden daha yüksek sinyal gücü avantaj olduğu açıktır. Bir spread-spectrum sistemin düşük spektral güç yoğunluğu diğer bant kullanıcıları için parazit sınırıdır (Golio ve Golio, 2008).

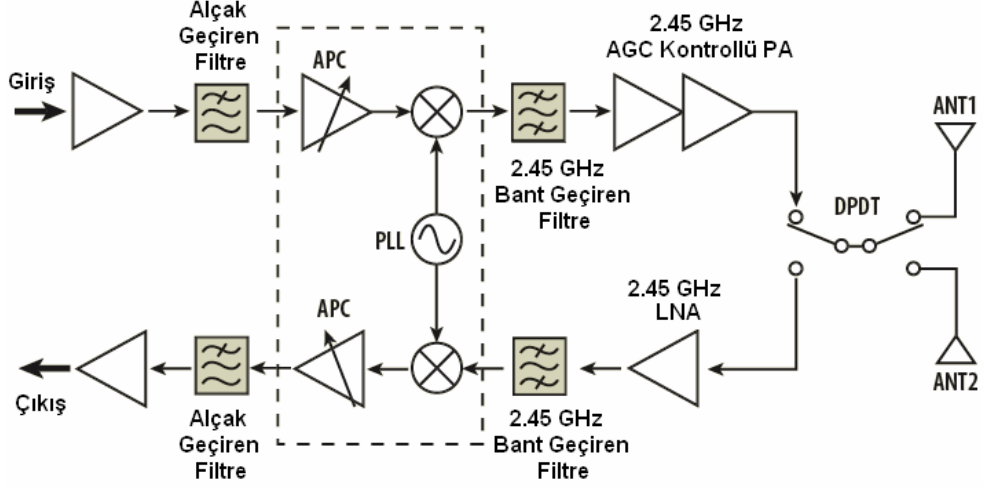
Veri hızı talebinin artması, 11 Mb/s için 802.11b'deki değişiklikleri takip eden, kurumsal ve ev ağı için Wi-Fi ağ içinde streaming video ve hot-spot dağıtımlar gibi uygulamalar tarafından tetiklendi. 2.4 GHz bandının Wi-Fi pazar başarısı ve yüksek 54 Mb/s OFDM veri hızı ile 802.11a'nın daha yüksek frekans olan 5 GHz bandındaki göreceli zorlukları daha düşük frekans olan 2.4 GHz bandı için bu modülasyon teknolojisinin uygulanmasının değerlendirilmesine yol açtı. 2001 yılında, IEEE 802.11 çalışma grubu 2.4 GHz bandında 802.11a'ya benzer OFDM modülasyon uygulamasını incelemiştir. 2001 yılı mayıs ayına kadar sadece Barker Kelime Yayılımı'nı kullanan 802.11b Wi-Fi cihazlara bu bantta CCK veya paket konvülasyon kod modülasyonuna (PBCC) izin veriliyordu. Haziran 2003'de, 802.11 g, 2,4 Ghz bandında 802.11g 1-54 mb/s data oranlarını ve 802.11b 11 Mb/s CCK modülasyonu ile uyumlu modülasyonunu etkinleştiren yeni fiziksel katman uzantısı olarak tescil edildi (Golio ve Golio, 2008).

### **3.1.2. Kablosuz haberleşme sistemleri**

#### **3.1.2.1. RF alıcı – verici devreleri**

Bir alıcı verici sistem; veri alma, veri gönderme, veriyi yorumlama, yükseltme ve süzme gibi işlemleri yapabilen içerisinde çeşitli yüksek frekans elemanlarını bulunduran mikrodalga sistemdir (Lin vd, 1999).

Bir RF alıcı verici sistemde, sinyalleri yeterli bir frekansa dönüştürmek için karıştırıcı /sentezleyici, istenmeyen sinyal bileşenlerini kaldırmak için süzgeç ve sinyalleri yeterli bir seviyeye dönüştürmek için yükselteç elemanları kullanılır (Lin vd. ,1999). RF yükseltecinin gürültü şekli, kazanç ve kesim noktaları alıcının istenen performansına göre ayarlanır. (Rohde, 2000). Alıcı-verici sistem blok şeması Şekil 3.3'de gösterilmiştir.



Şekil 3.3 ISM bandı alıcı - verici blok şeması

Başlıca RF alıcı – verici model elemanları şunlardır (Ardıç, 2010 );

- Düşük gürültü yükselteçleri
- Güç yükselteçleri
- Karıştırıcı
- Osilatör
- Alıcı-verici anahtarları
- Mikro şerit hatlar
- Yüksek frekans kapasitörleri

Bir vericinin görevi, istenilen sinyalle modüle edilmiş bir RF taşıyıcısını yükseltmek ve kodlanan bilgiye mümkün olduğunca küçük bir bozulma eklemektir (Vizmuller, 1995). Güç çıkışı, kullanılan modülasyon yöntemine bağlı olarak açıklanan temel bir iletişim sistem parametresidir. PM ve FM sistemler, rms gücünü kullanırken AM sistemler tepe zarf gücünü kullanır. Vericilerde yük çekimi, ya vericinin frekans öteleme eğilimi sonucu değişen empedanslarla ya da antenin veya vericinin iç güç düzeyinin artırılması ile ilgilidir. Vericinin DC güç beslemesi, voltaj ve çevresel değişimler üzerindeki değişimleri karşılayabilecek düzeyde olmalıdır (Vizmuller, 1995). Vericileri (transmitter) üç ana kısma ayırabiliriz (Luzzatto ve Shirazi, 2007);

- Güç yükselteçleri (PA), son RF frekansında girişi +10 dBm den büyük olan tüm yükselteçler.
- Uyarıcı dinamolar, çıkışı PA'yı süren yükselteç dizisi.
- Arka uç, diğer tüm yükselteçler.

RF alıcılarının amacı alınarak yararlı bilgi haline gelen sinyale minimum bir distorsiyon eklemektir. Alıcının ne kadar iyi bir performans sergileyeceği sistem tasarımı, kendi iç devresi ve çalışma ortamına bağlıdır. Uygulama ile ortaya çıkan distorsiyonun tipi ve kabul edilebilir miktarı değişebilir. Örneğin televizyon sistemlerinde sinyal-gürültü oranı (S/N) sürekli olarak 40 dB'den daha büyük tutulmalıdır ve grup gecikme distorsiyonunun toleransı analog FM ses düzeyinden daha az olmalıdır (Vizmuller, 1995). Alıcı devrelerini 3 ana kısma ayırabiliriz (Luzzatto ve Shirazi, 2007);

- Ön uç, son RF frekansında işlemleri yapan RF ön filtreleri, düşük gürültü yükselteçleri(LNA), yüksek frekans mikserleri gibi tüm devrelerdir.
- Orta frekans (IF) zinciri, sıfır olmayan (non-zero) IF frekansında (eğer varsa) işlem yapan bütün devrelerdir.
- Arka uç, ilk IF frekansının altında (eğer varsa) veya son RF frekansının üstünde işlem yapan temel bant işlemleri, dedektör gibi devrelerdir.

### 3.1.2.2. ISM bandı alıcı-verici sistemlerin uygulama alanları

ISM Bandı alıcı- verici sistemlerin, endüstriyel ve medikal uygulama alanlarının örnekleri aşağıda verilmiştir (Ardıç, 2010).

- WLAN

- Endüstri RF kontrol
- Telemetry
- 2.4GHz WLAN
- Kablosuz video, TV ve uzaktan kontrol edilen veri iletimi
- PC'den PC'ye veri bağlantısı
- PC kulaklıkları
- PC kablosuz fare, klavye, ve yazıcı
- Kablosuz hoparlörler
- Robotbilim
- Kısa mesafe yeraltı telsiz telefon
- Anahtarsız Giriş
- RF kimlik
- Akıllı mutfak
- Bluetooth
- DSSS 2.4GHz WLAN (IEEE802.11b)
- OFDM
- 2.4GHz WLAN (IEEE802.11g)
- Access Points
- PCMCIA
- PC Kartları
- 2.4GHz Kablosuz telefonlar
- PC kablosuz kalemleri
- Araba çalıştırma için tanıma
- Otobüs,taksi ile durdurma ışıkları arasındaki iletişim
- Mobil telefonlar
- Kablosuz LCD monitörler
- Uzaktan kontrol
- Otomotiv, tüketici, iletişim
- Oto lastik basınç sistemleri
- Garaj kapı açma
- Alarm sistemlerinin uzaktan kontrolü

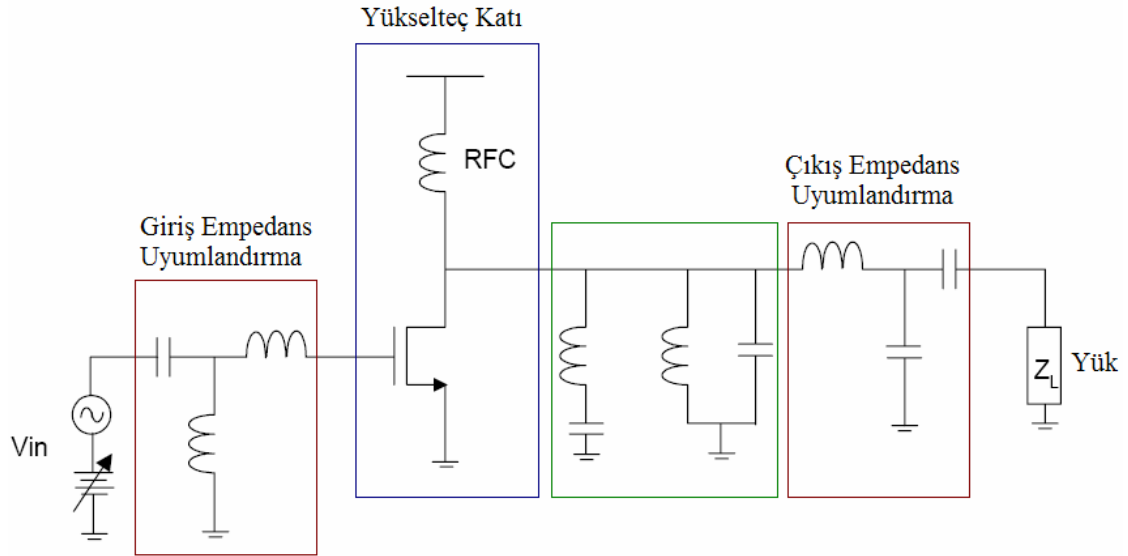
### 3.1.3. Güç yükselteçleri

Güç yükselteçleri (PA'lar) haberleşme sistemlerinde verici birimlerinin en önemli devrelerinden birisidir, PA'lardan yüksek verimlilik ve doğrusallık ile çok iyi bir kazançta uygun bir çıkış gücü sağlaması istenir. PA'nın çıkış gücü güvenilir bir iletim için yeterli olmalıdır. Yüksek kazançlı elemanlar kullanılırsa istenen çıkış gücü sağlamak için gerekli yükselteç katman sayısı azaltılır ve dolayısıyla boyut ve üretim maliyeti düşürülür. Yüksek verim ısı yönetimi, pil ömrü ve işletme maliyetlerini tespit eder. Verimli bir modülasyon için yüksek doğrusallık gereklidir. Ancak bu gereksinimler çelişkilidir ve tipik bir yükselteç tasarımı bunların uyuşmasının belirli bir düzeyini gerektirecektir. Doğrusallık, çıkış gücü veya verimlilik açısından birbirinden farklı güç yükselteci türleri vardır (Sayed, 2005).

MESFET'lerin (veya FET'lerin) iki portu arasını saçılım parametreleri (S-parametreleri) matrisi yoluyla karakterize etmek yararlı bir yöntemdir ve bu özellikleri RF/mikrodalga teorisinde yaygın olarak kullanılır. Bu yaklaşım kararlı durum ve küçük sinyal yaklaşımı altında çok iyi çalışır. Bu tasarım gerçeğine yakındır fakat çoğu zaman geçerli olmayabilir, çünkü yükselteç doğrusal olmayan bölgede çalışır. Küçük sinyal S-parametreleri yeterli hassasiyette A sınıfı yükselteç tasarımında hala kullanılabilir. Burada sinyal yükseltme işlemi transistörün lineer bölgesini büyük ölçüde sınırlar. Ancak, küçük sinyal S-parametreleri AB, B veya C sınıfı yükselteçler için cihazın transfer karakteristiğinin değişmesinden dolayı uygun değildir (iletkenliğin sabit olduğunu kabul etmek artık mümkün değildir). Başka bir deyişle, giriş sinyalinin gücü belli bir seviyeye ulaştığında, yükselteç doyar ve çıkış sinyalinde kırpmalar başlar. Bunun sonucunda sahte frekansların üretilmesi ana sinyalin bozulmasına ve güç kayıplarına sebep olur. Sonuç olarak, PA'lar değerlendirilirken tipik özellikleri kadar spesifik özellikleri de dikkate alınmalıdır. RF güç yükselteçleri genel olarak A, AB, B, C, D, E ve F sınıflarına ayrılmıştır. A sınıfı dışındaki tüm çalışma sınıflarında nonlineerlik, anahtarlama ve dalga şekillendirme tekniklerinin çeşitleri kullanılır. Çalışma sınıfları işlem ve verimlilik metodu yanı sıra aynı zamanda güç çıkış kabiliyetlerinden dolayı birbirinden farklıdır (Sayed, 2005).

### 3.1.3.1. Güç yükselteci türleri ve A sınıfı güç yükselteçleri

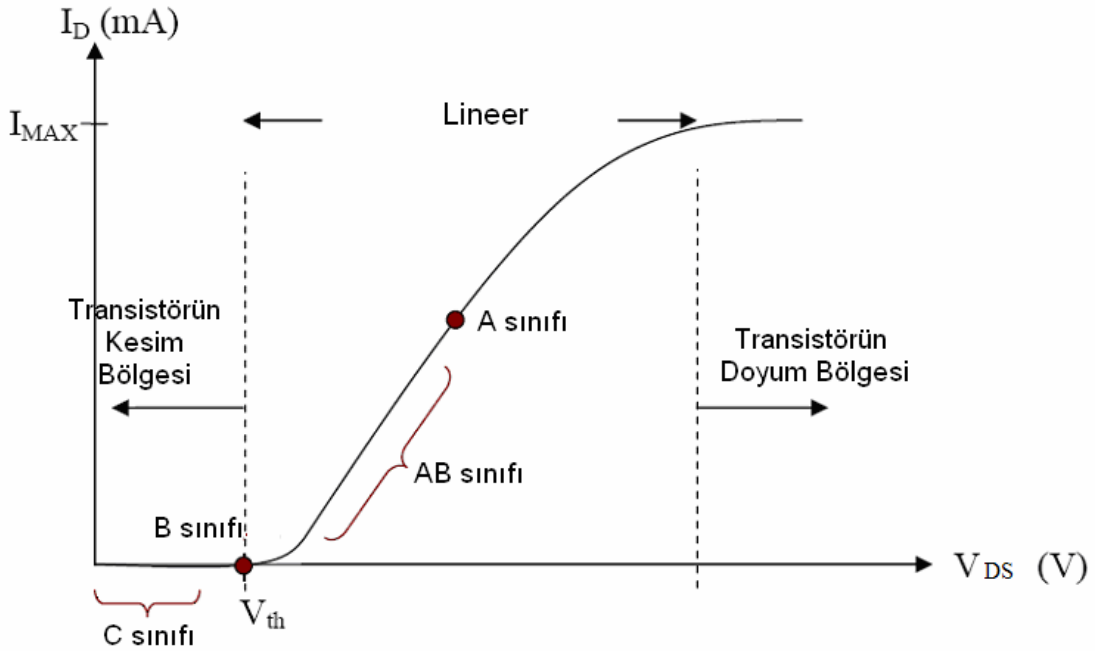
A sınıfı RF güç yükselteçleri tamamen doğrusal olarak kabul edilen tek yükselteç türüdür. Diğer yandan büyük sinyal yükselteçlerinin diğer sınıfları A sınıfına göre daha yüksek kazançla sahiptir. A sınıfı güç yükselteçlerinde giriş sinyalinin hem pozitif hem de negatif alternanslarını tam yükseltme özelliğinden dolayı doğrusallık ve kazanç parametrelerinin her ikisi de bulunmaktadır. A sınıfı yükselteçler çıkış harmoniklerinin düşük düzeyde olması nedeniyle yüksek frekanslarda diğer sınıf yükselteçlerden daha etkili çalışabilir (transistörün kendi  $f_{maks}$  frekansına çok yakın frekanslarda). A sınıfının genel olarak olumsuz özelliği çok düşük verimliliğidir ki bu da büyük sinyal uygulamalarında kritik olabilir. Bu nedenle A sınıfı yükselteçler kablosuz sistem modülasyonunun yükseltilmesinde çok yüksek doğrusallık isteneceği zaman veya düşük RF çıkış gücü gereken yerlerde kullanılır (Sayre, 2001). Şekil 3.4'de A sınıfı güç yükselteci devresi verilmiştir (Jose, 2004).



Şekil 3.4. A sınıfı güç yükselteci

A sınıfı yükselteçler tasarım ve yapım açısından en basit güç yükselteci türüdür. A sınıfı yükselteçlerin  $2\pi$  radyan veya  $360^\circ$  lik bir iletim açısı vardır. İletim açısı cihaz için periyot süresi içerisindeki iletkenlik anlamına gelir. Böylece iletim açısının  $360^\circ$  olduğunu söyleyebiliriz, A sınıfı işlemlerinin tüm alternanslarında akım iletilir. A sınıfı en iyi lineerliğe sahip yükselteç olarak kabul edilebilir, maksimum akım ve

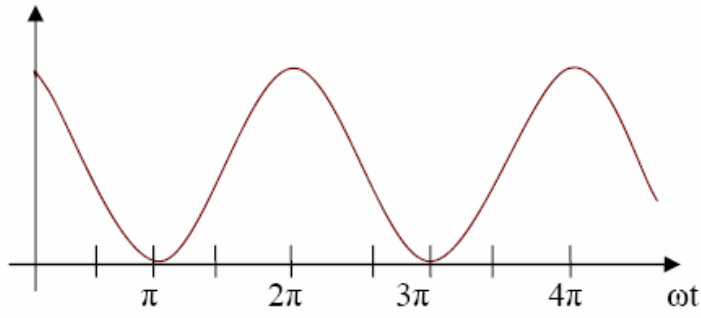
voltaj dalgalanmaları sağlamak için transistör yük doğrusunun orta noktasından kutuplanır (Bkz. Şekil 3.5). Ancak A sınıfı yükselteçlerin dezavantajı düşük verimliliğe sahip olmalarıdır. Cihazda her zaman yüksek  $I_d$  akımının akıyor olması yüksek güç kaybına sebep olur. Aslında A sınıfı yükselteçlerde maksimum verimin sadece %50'sine ulaşılması bir başarı olarak gösterilebilir. Ancak, bu bir teorik sayıdır ve gerçek verimlilik genellikle daha azdır. Ticari A sınıfı yükselteçlerin verimi daha düşüktür (%20-30). Dolayısıyla A sınıfı yükselteçler genellikle tam doğrusallık gerektiren yerlerde ve çok katmanlı güç yükselteçlerinin ilk katmanlarında kullanılır (Sayed, 2005). Şekil 3.5'te A, AB, B, C sınıfı güç yükselteçlerinin kutuplama noktaları gösterilmiştir (Jose, 2004). AGC kontrollü PA devresinde  $3.6 V_{DD}$  gerilim değeri ve  $5.7 \text{ mA}$  akım değeri ile A sınıfı çalışma özelliği gösterecek şekilde kutuplanmıştır.



Şekil 3.5. A, AB, B, C sınıfı güç yükselteçlerinin kutuplama noktaları

Şekil 3.6'da A, AB, B, C sınıfı güç yükselteçlerin  $V_{DS}$  gerilimi,  $I_D$  akımı ve  $V_{TH}$  kutuplanma noktasını gösteren grafikler verilmiştir (Jose, 2004).

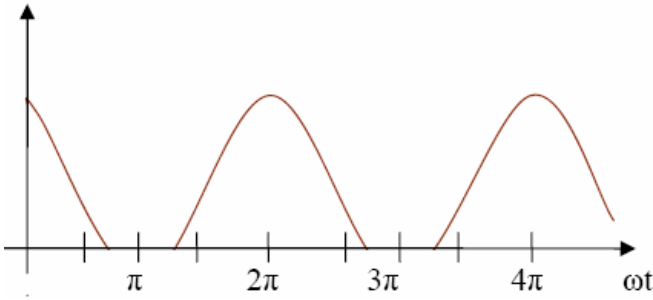




A sınıfı Yükselteç  
İletim Açısı

$$\alpha = 2\pi$$

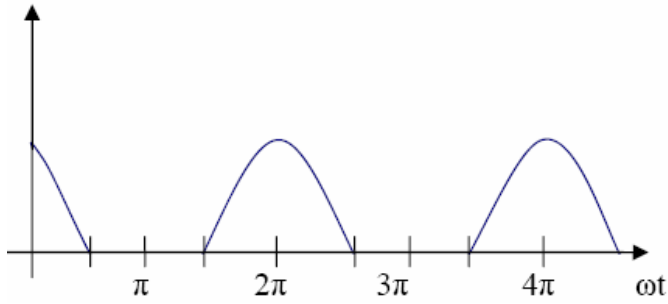
(a)



AB Sınıfı Yükselteç  
İletim Açısı

$$\pi < \alpha < 2\pi$$

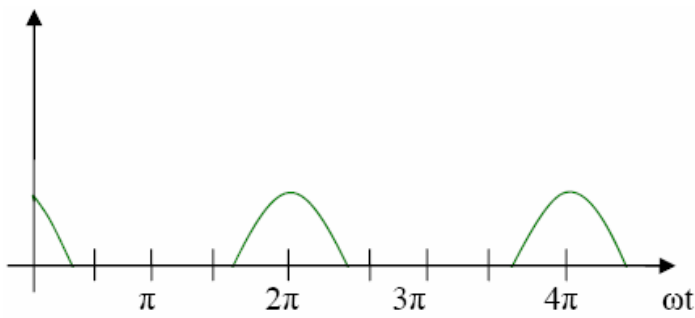
(b)



B Sınıfı Yükselteç  
İletim Açısı

$$\alpha = \pi$$

(c)



C Sınıfı Yükselteç  
İletim Açısı

$$\alpha < \pi$$

(d)

Şekil 3.6. (a) A, (b) AB, (c) B, (d) C sınıfı güç yükselteçlerin çıkış grafikleri

Güç yükselteçlerinin B sınıfı çalışabilmesi için iletim açısının  $180^\circ$  veya  $\pi$  radyan olması gereklidir. Bu davranışı nedeniyle, güç kaybından büyük bir tasarrufu vardır.

B sınıfı yükselteçlerde maksimum verimin sadece %78,5 ulaşılması bir başarı olarak gösterilebilir. Ticari B sınıfı yükselteçlerin genellikle %50-60 verimi vardır. Ancak, verimlilik artışı lineerliliği düşürmektedir. Çıkış gücünde azalma oluşur, çünkü çıkış akımı giriş sinyalinin sadece bir alternansında akar (Sayed, 2005).

AB sınıfı yükselteçler isminden de anlaşılacağı gibi A sınıfı ile B sınıfı arasındaki uzlaşma olarak kabul edilebilir. AB sınıfı yükselteçlerin iletim açısı  $180^\circ$  ile  $360^\circ$  arasındadır. İletim açısını değiştirerek yükseltecin daha fazla A sınıfı veya daha fazla B sınıfı yükselteç gibi davranış göstermesine sebep olunabilir. Dolayısıyla AB sınıfı yükselteçlerin teorik verimleri maksimum %50 - %78.5 arasında değişir. Ticari AB sınıfı yükselteçlerin verimleri genellikle %40 - %55'ten daha düşüktür. Doğrusallık ve verimlilik arasındaki tercih sadece kutuplama akımı değiştirilerek elde edilebilir (Sayed, 2005).

C sınıfı güç yükselteçleri lineerlik gerektirmeyen ve yüksek verimin son derece gerekli olduğu yerlerde bir nonlinear güç yükselteçleri olarak kullanılırlar. C sınıfı yükselteçler doğrusallık gerektirmeyen sabit zarf modülasyonu sistemlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır. C sınıfı güç yükselteçlerinde transistör eşik noktasının altında kutuplanmıştır ve dolayısıyla cihazın iletim açısı  $0^\circ$  -  $180^\circ$  arasında değişir (Bkz. Şekil 3.5). Bir C sınıfı yükseltecin verimliliği iletim açısına bağlıdır. İletim açısının düşmesi verimliliği artırır. Bir C sınıfı güç yükselteci maksimum teorik verim % 100'dür. Ancak bu bir iletkenlik için sadece  $0^\circ$  'de elde edilebilir, bu da sinyal uygulanmamış manasına gelir ve böyle bir durum söz konusu değildir. Ticari C sınıfı yükselteçlerin verimleri genellikle % 60 veya daha fazladır (Sayed, 2005).

İdeal bir D sınıfı güç yükselteç için verimlilik yüzde 100'dür. Son derece hızlı anahtarlama özelliğinin dışında D sınıfı yükselteçlerin benzersiz bir yönü de verimliliğinin yük reaktansı ile bozulmamasıdır. RF 'da D sınıfı yükselteçlerin çıkış gücü 100 W – 1 kW arasında olabilir ama nadiren Cd (drain kapasitansı) ile ilişkili kayıplardan dolayı en düşük VHF frekansının üstünde kullanılabilirler. Ancak son zamanlarda deneysel D sınıfı yükselteçler 1 GHz'e kadar yüksek çalışma frekanslarında test edilmiştir (Sayed, 2005).

Optimum çalışan E sınıfı yükselteçlerde  $V_d$  sifira düşer ve sıfır eğimde transistörü açar. Sonuç olarak D sınıfı yükselteçlerdeki verimi drain kapasitansı ile ilgili kayıpların elenmesiyle, anahtarlama kayıplarının azalmasıyla ve bileşen çeşitlerinin iyi bir toleransa sahip olması halinde E sınıfı yükselteçlerin verimi %100'dür (Sayed, 2005).

F sınıfı yükselteçler, genellikle çok yüksek verimliliğe sahiptirler (% 80 veya daha fazla), LC filtreler veya çeyrek dalga boyu iletim hatlarının kullanılmasıyla yüksek verimlilik elde edilir. Sadece  $V_d$ 'nin (drain gerilimi) veya  $I_d$ 'nin (drain akımı) herhangi bir zamanda mevcut olmasından itibaren güç dağılımı idealde sıfırdır ve teorik verim % 100'dür. Bunların çok yüksek verimlilik değerleri genellikle düşük doğrusallıktan dolayıdır. Doğrusallık tasarımı standartları karşılamak için geliştirilmiştir ama verimden taviz verilmek zorunda kalmıştır (Sayed, 2005).

### 3.1.3.2 Güç yükselteç parametreleri

Başlıca güç yükselteci parametreleri şunlardır.

- **Çıkış gücü**

RF/mikrodalga devrelerinde mevcut (kaynak elde edilebilir) güç ve harcanmış (transfer edilmiş) güç olmak üzere iki konsept vardır. Mevcut veya elde edilebilir güç bir kaynaktan alınabilecek maksimum güçtür. Eğer cihazın giriş empedansı kaynak empedansına eşitse güç kaynağından kullanılabilir maksimum güç elde edilir. Bu nedenle, maksimum kullanılabilir güç aşağıdaki gibi ifade edilebilir: (Sayed, 2005);

$$P_{av}(w) = \frac{1}{8} \frac{|V_s(w)|^2}{\text{Re}\{Z_s(w)\}} \quad (3.1)$$

Yukarıdaki formülde  $V_s(\omega)$  PA'nın girişine uygulanan sinüsoidal gerilimin tepe değeridir.  $\text{Re}\{Z_s(\omega)\}$  kaynak empedansının gerçel (reel) kısmıdır. Harcanmış veya

transfer edilmiş güç bir yükte harcanmış güçtür ve eşitlik (3.2)'deki gibi ifade edilebilir (Sayed, 2005);

$$P_d(\omega) = \frac{1}{8} \frac{|V_L(\omega)|^2}{\text{Re}\{Z_L(\omega)\}} \quad (3.2)$$

Burada  $V_L(\omega)$  sinüsoidal çıkış geriliminin tepe değeridir.  $\{Z_L(\omega)\}$  yük empedansının gerçel (reel) kısmıdır. A sınıfı PA açısından çıkış gücü için daha pratik bir temsil aşağıdaki gibidir (Sayed, 2005);

$$P_{out} = \frac{1}{2} V_D I_D = \frac{1}{2} V_{max} I_{max} \quad (3.3)$$

Burada  $I_{max} = 2 I_D$ ,  $V_{max} = 2 V_{DS}$  maksimum drain akım ve gerilimidir (Sayed, 2005).

- **Güç kazancı**

Güç kazancı yük gücünün, kaynak gücüne oranıdır. Bu yükün yansımaya katsayısı ( $\Gamma_L$ ), empedans uyumlandırma devresinin S-parametreleri ve kaynak yansımaya katsayısının bir fonksiyondur ve aşağıdaki formülde gösterildiği gibi ifade edilebilir (Sayed, 2005):

$$G_T = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2) (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_S \Gamma_{in}|^2 |1 - S_{22} \Gamma_L|} \quad (3.4)$$

- **Kararlılık**

Bir yükselteç devresinin çalışma bandı boyunca koşulsuz kararlı çalışması istenir, aksi halde yükselteç kararlı olmadığı frekanslarda osilasyona girerek bozucu harmonikler üretir.

Eğer yük veya kaynak empedansının reel kısmı negatif değere sahipse osilasyon mümkündür, bu durumda  $\Gamma_{in}$  veya  $\Gamma_{out}$ 'un değeri 1'den büyük olur.  $\Gamma_{in}$  ve  $\Gamma_{out}$

giriş ve çıkış empedans uyumlandırmalarına bağlıdır. Yani kararlılık aslında giriş ve çıkış yansımaya katsayılarına bağlıdır. Böylece, kararlılığı iki şekilde tanımlayabiliriz (Pozar, 1998);

Koşulsuz kararlılık, kaynak ve yük empedanslarının tamamı için yansımaya katsayısının  $\Gamma_{in} < 1$  ve  $\Gamma_{out} < 1$  olduğu durumlar koşulsuz kararlılıktır (Pozar, 1998).

Koşullu kararlılık, sadece belirli frekans değerlerinde yansımaya katsayısı için  $\Gamma_{in} < 1$  ve  $\Gamma_{out} < 1$  şartı sağlandığı durumlar koşullu kararlılık olarak isimlendirilir. Bir yükselteç tasarım frekansında kararlı fakat diğer frekanslarda kararsız olabilir. Bir yükseltecin kararlı olması için  $\Gamma_{in}$  ve  $\Gamma_{out}$  aşağıdaki şartları sağlamalıdır (Pozar, 1998):

$$|\Gamma_{in}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1 \quad (3.5)$$

$$|\Gamma_{out}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right| < 1 \quad (3.6)$$

Genellikle yükselteçler tek yönlü olduğu için  $S_{12} = 0$  alınır. Bu durumda  $S_{11}$  ve  $S_{22}$ 'nin 1'den küçük olması, koşulsuz kararlılığın olduğunu gösterir. Yükseltecin kararlılığını anlamak için smith abağında kararlılık dairelerini çizmek yeterli olur. Eşitlik (3.7)'de verilmiş olan  $\Delta$ , S parametreleri matrisinin determinantıdır.

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| \quad (3.7)$$

Yük için çizilecek dairelerin merkezi ( $C_L$ ) ve yarıçapı ( $R_L$ ),

$$C_L = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (3.8)$$

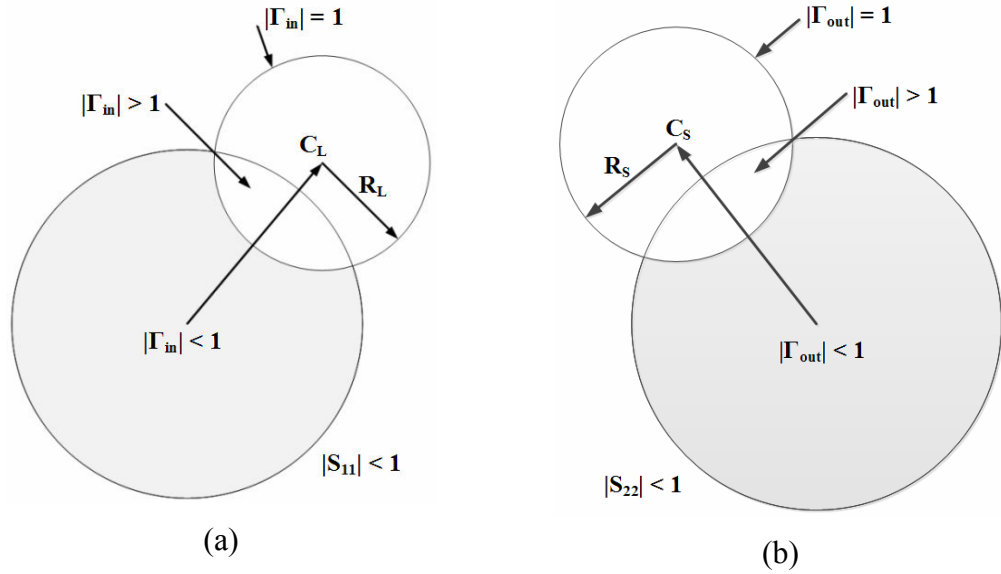
$$R_L = \frac{|S_{12}S_{21}|}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (3.9)$$

kaynak için çizilecek dairelerin merkezi ( $C_S$ ) ve yarıçapı ( $R_S$ ),

$$C_S = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (3.10)$$

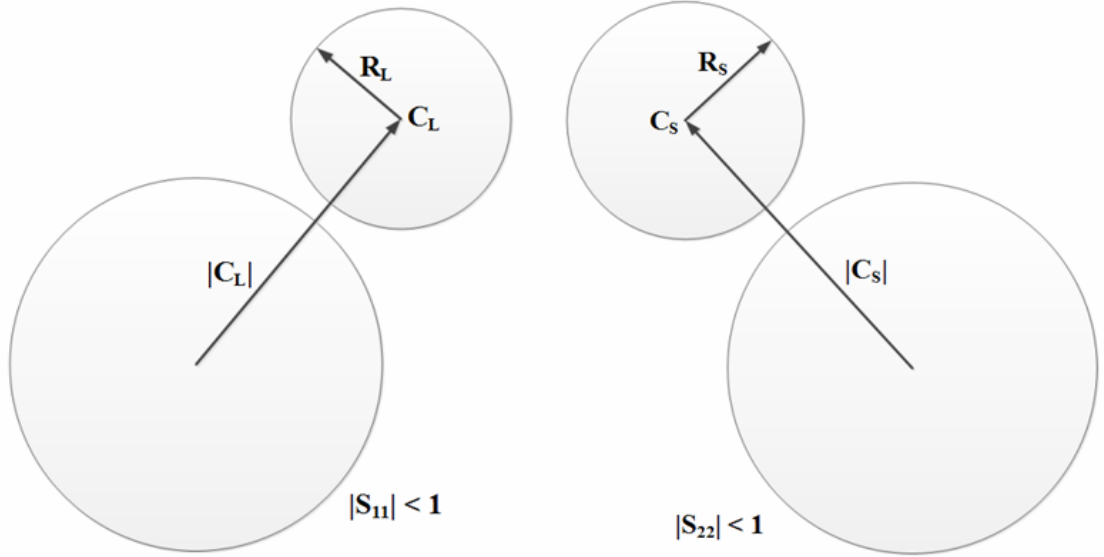
$$R_S = \frac{|S_{12}S_{21}|}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (3.11)$$

formullerinden hesaplanır. Şekil 3.7'de görüldüğü gibi, kaynak için kararlı bölge,  $S_{11}$ 'in 1'den küçük olduğu zaman smith abağıyla kararlılık dairesinin kesişmesinin dışındaki bölgedir. Aynı şekilde yük için kararlı bölge,  $S_{22}$ 'nin 1'den küçük olduğu zaman smith abağıyla kararlılık dairesinin kesişmesinin dışında kalan bölgedir.



Şekil 3.7. (a) Kaynak kararlılık dairesi (b) yük kararlılık dairesi

Bunları genelleştirsek, bir yükseltecin kararlı olması için gereken koşul, kararlılık daireleriyle smith abağının kesişmemesidir. Bu da Şekil 3.8`de görüldüğü gibi olur:



Şekil 3.8. Koşulsuz kararlılık için gereken koşullar

Kararlılığı belirlemenin alternatif yolu,  $K - \Delta$  testidir. Bir yükseltecin koşulsuz kararlı olması için  $K > 1$  ve  $|\Delta| < 1$  şartları aynı zamanda sağlanmalıdır. Burada

$$K = \frac{1 + |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|^2 - |S_{11}|^2 + |S_{22}|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad (3.12)$$

Bunun yerine tek bir parametreye bağlı olan  $\mu$  testi uygulanarak devrenin kararlı olması belirlenebilir. Eğer  $\mu > 1$  ise, bu devre koşulsuz kararlıdır. Burada;

$$\mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - S_{11}^* \Delta| + |S_{21}S_{12}|} > 1 \quad (3.13)$$

- **Verimlilik**

Verimlilik PA tasarımının önemli bir faktördür. Verimliliğin sık kullanılan üç tanımı vardır. Drain verimlilik RF çıkış gücünün DC giriş gücüne oranı olarak tanımlanır (Sayed, 2005).

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{dc}} \quad (3.14)$$

Güç eklenmiş verimlilik (PAE), giriş gücünün çıkış gücünden çıkarılmasının DC giriş gücüne oranıdır (Sayed, 2005);

$$PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{dc}} \quad (3.15)$$

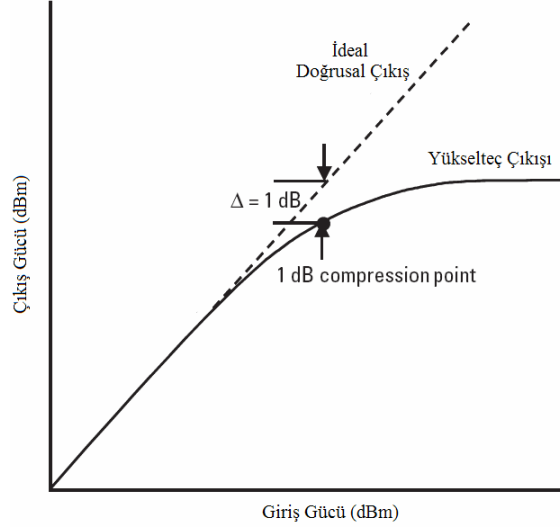
Kazanç yüksek olduğunda PAE PA performansının makul bir göstergesidir. Tüm durumlarda genel bir verimlilik  $P_{out} / (P_{DC} + P_{in})$  şeklinde kullanılabilir. Bu tanım devreleri destekleyerek tüketilen güçler, diğer güçler ve DC giriş gücünü içerecek şekilde değiştirilmiştir (Sayed, 2005).

- **Doğrusallık**

Doğrusallık gereksinimi modern güç yükselteci tasarımının temel unsurlarından biridir. Yükseltecin doğrusal olmaması yükseltilmiş sinyalin kusurlu yükselmesine neden olur, bozulma ve sıçramak ile sonuçlanır (Sayed, 2005). Doğrusallığı 1 dB bastırma noktası grafiğinde görebiliriz. 1 dB bastırma noktası doğrusal çalışması beklenen yükseltecin girişine uygulanan güce dayalı olarak çıkış gücündeki reel değer beklenen değerden 1 dB daha az (%79 seviyede) olduğu noktadır. Yani bir bakıma doğrusal çalışmanın "kırılma noktası"dır. Şekil 3.9'da 1 dB bastırma noktası grafiği verilmiştir. G (gain), kazanç olmak üzere çıkış 1 dB bastırma noktasını şu şekilde hesaplayabiliriz;

$$OP_{1dB} = IP_{1dB} + (G-1) \text{ (dB)} \quad (3.16)$$

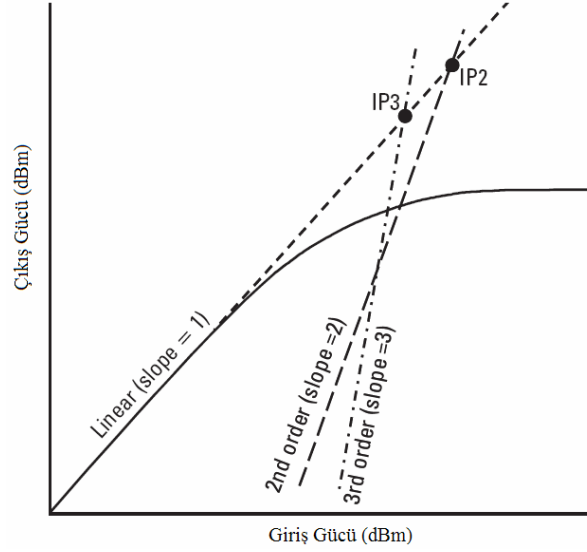




Şekil 3.9. 1 dB bastırma noktası grafiği

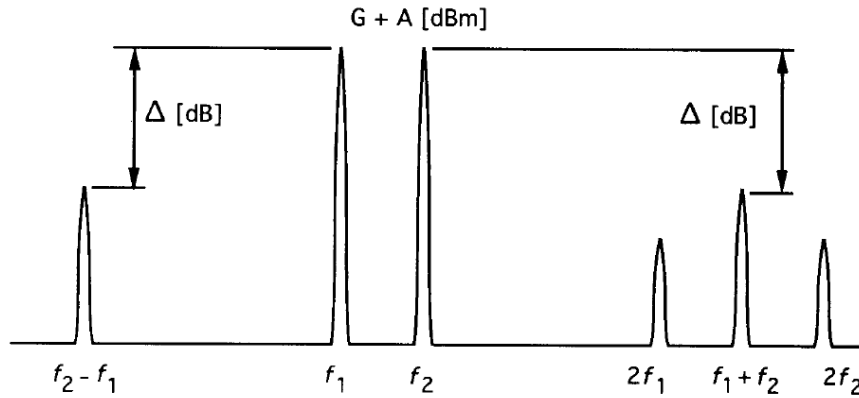
- **IP2 / IP3**

Giriş sinyali yükseldikçe yükseltecin içinde oluşan harmonik sinyaller de (2. ve 3. mertebeli) yükselir. Giriş 1 dB ile yükselirse 3. mertebeli harmonik 3 dB ile yükselmektedir. Belirli bir noktada giriş sinyali ve harmonik sinyal birbirine eşit olacaktır. Bu noktaya IP3 noktası adı verilmektedir. Bu durumda giriş sinyali yükseltecinin içinde oluşan harmonik sinyal tarafından bastırılacaktır. Bu noktaya ulaşmadan önce çıkış sinyali giriş sinyalini takip etmeyi bırakıp değer kaybedecektir. Şekil 3.10'da bu değer kaybı görülmektedir. Şekil 3.10'da IP<sub>3</sub> ve IP<sub>2</sub> noktasının gösterimi verilmektedir.



Şekil 3.10. IP<sub>2</sub> ve IP<sub>3</sub> parametrelerinin grafiksel gösterimi

IP<sub>2</sub> ve IP<sub>3</sub> değerleri, yükseltecin yüksek genlikli sinyallerle başa çıkıp çıkamadığını göstermektedir. Bir alıcının giriş katında bulunan yükselteç için bu değerler çok önemlidir. Kısa dalgada bazen sinyaller çok yüksek olabilmektedir. Böyle bir durumda giriş yükselteci boğulur ve sinyal şeklini bozup harmonikler oluşturursa, o zaman yükseltecin ne kadar kaliteli olduğu anlaşılabilir (Mona vd., 2001). Şekil 3.11’de IP<sub>2</sub>’yi hesaplamamıza yardımcı olacak olan spektrum analizör görüntüsü verilmiştir (Vizmuller, 1995).



Şekil 3.11. IP<sub>2</sub> ölçümünde kullanılan güç yükseltecinin çıkış grafiği

Şekil 3.11’de görülen frekans spektrum şekli yardımıyla IP<sub>2</sub> eşitlik (3.17)’deki gibi hesaplanır.

$$IP2 = A + \Delta \quad (3.17)$$

Burada;

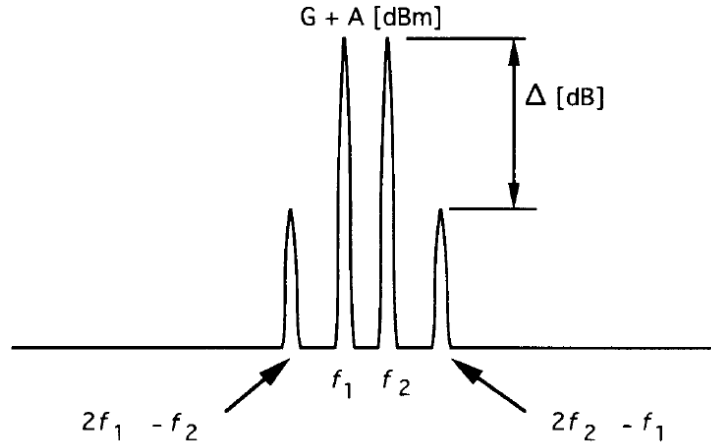
IP2= Giriş ikinci derece kesişim noktası (dBm)

A= Yükselteç girişindeki RF giriş sinyal seviyesi (dBm)

$\Delta$ = Çıkış sinyal seviyesi ile ikinci derece distorsiyon ürünleri arasındaki fark (dB)

G= Cihaz kazancı (dB)'dir.

Şekil 3.12'de IP3'ü hesaplamamıza yardımcı olacak olan spektrum analizör görüntüsü verilmiştir (Vizmuller, 1995).



Şekil 3.12. IP3 ölçümünde kullanılan güç yükseltecinin çıkış grafiği

Şekil 3.12'de görülen frekans spektrum şekli yardımıyla IP2 eşitlik (3.18)'deki gibi hesaplanır.

$$IP3 = A + \Delta/2 \quad (3.18)$$

Burada;

IP3= Giriş üçüncü derece kesişim noktası (dBm)

A= Yükselteç girişindeki RF giriş sinyal seviyesi (dBm)

$\Delta$ = İstenilen çıkış sinyal seviyesi ile IM ürünleri arasındaki fark (dB)

G= Cihaz kazancı (dB)'dir.

- **Gürültü faktörü**

Devre elemanları için gürültü faktörü kavramı, gerçek bir direncin oda sıcaklığı koşulunda ürettiği gürültünün, ideal bir direncin ürettiği ısı gürültüye oranıdır. Bir sistemde ise, gürültü faktörü çıkıştaki gürültü gücünün ( $P_{out}$ ), girişindeki gürültü gücüne ( $P_{in}$ ) olan oranıdır. Ayrıca bu kavram, giriş ve çıkıştaki işaret gürültü oranlarını kullanarak da ifade edilebilir (Mona vd., 2001).

$$F = \frac{\left(\frac{S}{N}\right)_{in}}{\left(\frac{S}{N}\right)_{out}} = \frac{T_e}{T_0} + 1 \quad (3.19)$$

$$T_e = (F - 1)T_0 \quad (3.20)$$

$$F = 1 + T_e / T_0 \quad (3.21)$$

$F$ = Gürültü faktörü (lineer)

$(S/N)_{in}$ = Giriş sinyal-gürültü oranı (lineer)

$(S/N)_{out}$ = Çıkış sinyal-gürültü oranı (lineer)

$T_e$ =Eşdeğer gürültü sıcaklığı (Kelvin)

$T_0$ =Referans sıcaklık (290 <sup>0</sup>K)

- **Gürültü şekli**

Gürültü şekli bir yükseltecin kalitesini veya ideal sapmasını belirten bir ölçüttür. Bu nedenle bir kalite faktörü olarak tanımlanabilir ve gürültü faktörünün dB cinsinden ifadesidir (Mona vd., 2001).  $F$  gürültü faktörünü temsil etmek üzere NF eşitliği aşağıdaki denklemde verilmiştir.

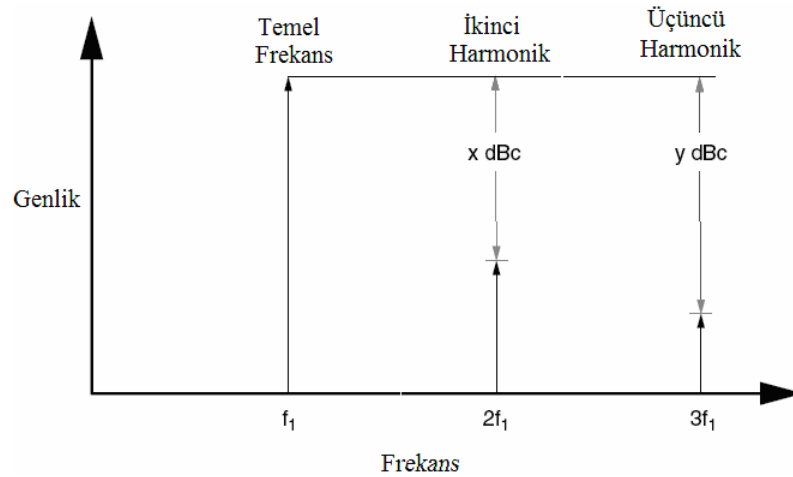
$$NF = 10 \log_{10} F \quad (\text{dB}) \quad (3.22)$$

### 3.1.3.3 Güç yükselteçlerinde distorsiyon ve türleri

RF güç yükselteçlerinde başlıca distorsiyon türleri harmonik distorsiyon, intermodülasyon distorsiyon, faz distorsiyonu, frekans distorsiyonu (zayıflatma distorsiyonu) ve sahte distorsiyonlardır.

- **Harmonik distorsiyon**

Transistörün doğrusal çalışmaması ve aşırı yüksek sinyal girişlerinde çıkıştaki sinyalin doyuma ya da kesime uğraması ile oluşur. Ses yükselteçlerinde ve genlik modülasyonlu devrelerde hiç istenmeyen bir distorsiyon çeşididir. Bazen de sinyal bilerek harmonik distorsiyonuna uğratılır. Bu devreler frekans çoklayıcı devrelerdir (Ardıç, 2010). Şekil 3.13’de örnek bir harmonik distorsiyon şekli verilmiştir.

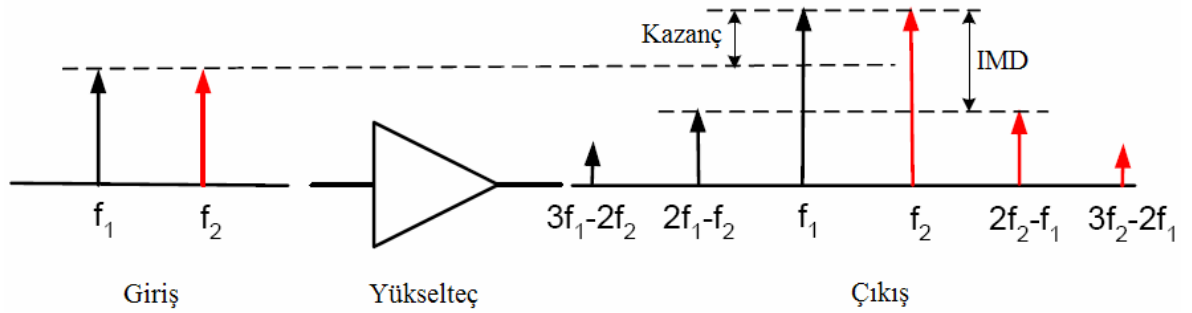


Şekil 3.13. Harmonik distorsiyon

- **İntermodülasyon distorsiyon**

Yüksek frekans yükselteçleri genelde bir veya birden fazla transistör basamağından oluşur. Bu transistörler belirli noktaya kadar lineer olarak çalışırlar. Lineer olarak çalıştığı alan  $I_B$  akımı ve  $V_{CE}$  voltajına bağlıdır.  $I_B$  akımı yükselteçlerde çok büyük rol oynamaktadır, çünkü bu akım yükselteçlerin gürültü oranını etkiler.

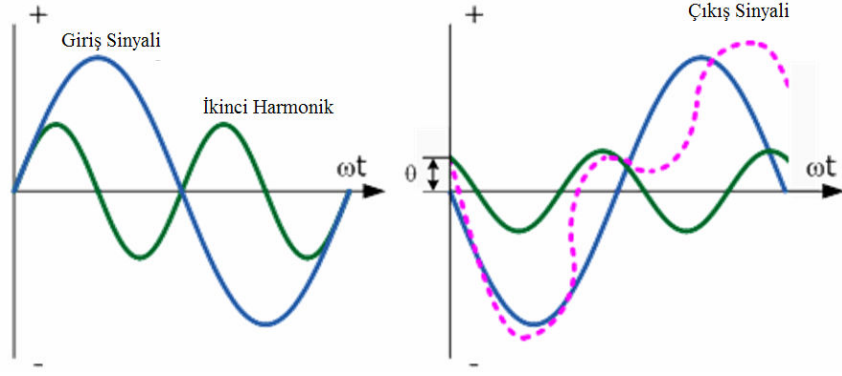
Transistörlerin lineer olmadığını ve yükseltecin girişinde yüksek genlikli sinyallerin olduğunu kabul edelim. Bu durumda yükselteçteki transistörler, girişteki sinyallerin şekillerini bozacaktır ve başka sinyaller üretecektir. Bu olaya IMD (Inter Modulation Distortion) adı verilir (Mona vd., 2001). İki ya da daha fazla sinyalin yükselteç içinde karışması ile oluşur. Bu distorsiyon sonucunda yükselteç çıkışında bu sinyallerin toplamları, farkları ve kendileri görülür (Ardıç, 2010). Cihazın çıkışındaki frekanslar temel frekansların lineer bileşimidir ve tüm harmonikler giriş sinyalinde mevcuttur. İntermodülasyon distorsiyonu ölçmek için çok yaygın bir yöntem iki-ton testidir. İki-ton testinde nonlinear bir devre iki yakın aralıklı giriş sinüzoidler tarafından uyarılmasıyla yapılır (Sayed, 2005). Şekil 3.14’de örnek bir intermodülasyon distorsiyon şekli verilmiştir.



Şekil 3.14. İntermodülasyon distorsiyon

- **Faz distorsiyonu**

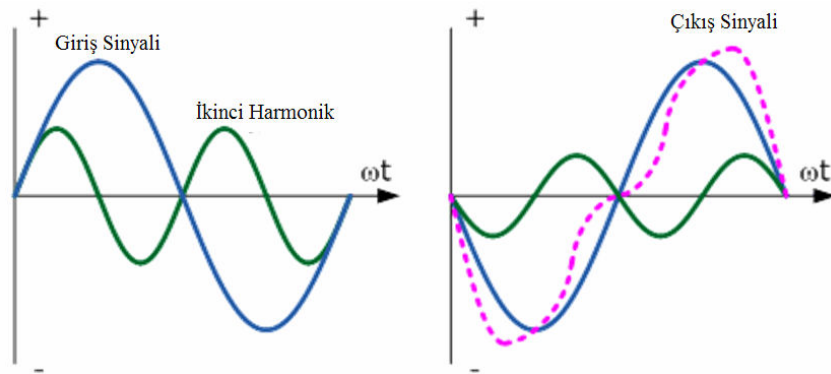
Devrenin yapımında, kondansatör ve bobin gibi devre elemanlarından oluşur. Devrenin girişine uygulanan sinyalin başlama zamanı ve yönü çıkışta aynı anda görülüyorsa faz distorsiyonu var demektir. Faz bozulması ses devreleri ve RF gibi yerlerde önemsenmez. Fakat televizyon gibi ekran taramalarının önem kazandığı yerlerde faz distorsiyonu hiç olmamalıdır (Ardıç, 2010). Şekil 3.15’de yükselteç girişi ve faz distorsiyonuna uğramış olan yükselteç çıkışı görülmektedir.



Şekil 3.15. Yükselteç girişi ve faz distorsiyonuna uğramış yükselteç çıkışı.

- **Frekans distorsiyonu (Zayıflatma distorsiyonu)**

Girişteki sinyalin frekansı ne olursa olsun çıkışa aktarılması istenir. Fakat devrede kullanılan kondansatörler buna izin vermez. Ne olursa olsun her yükseltecin mutlaka bir üst frekans sınırı vardır. Direk kuplajlı yükselteçlerde frekans DC (0 Hz)' den başlar (Ardıç, 2010). Alçak frekanslar zayıflarsa, sese incelik belirir, sesin tokluğu azalır. Yüksek frekanslar zayıflarsa konuşma netliği azalır. Sistemin transit dalgalara davranışı değişir, sesin tını bozulur. Bu sorun iyi mikrofon kullanarak önlenir (Mikrofondaki zayıflatıcı-attenatör-kullanılarak) (Anonim, 2011). Şekil 3.16'da yükselteç girişi ve frekans distorsiyonuna uğramış olan yükselteç çıkışı görülmektedir.



Şekil 3.16. Yükselteç girişi ve frekans distorsiyonuna uğramış yükselteç çıkışı.

- **Sahte distorsiyon**

Bir yükseltecin çıkışında bazı sinyaller görünür ve bu sinyallerin yükseltilmiş giriş sinyalleri ile arasında açık bir ilişki vardır. Bu sinyaller görünebilir, rastgele kaybolabilir ayrıca frekansları ve seviyeleri değişebilir. Bu tür sinyallere sahte ürünler denir, parazit ve dış müdahaleler ile birlikte istenmeyen alt harmonikleri oluşur (Sayed, 2005).

### **3.1.4. Güç yükselteci tasarımı**

Güç yükselteçleri elektronik sistemlerin temel bloklarından biridir. Düşük güçlü mikrodalga yükselteç tasarımı (MTA), gelişmiş radar uygulamaları, kablosuz haberleşme sistemlerinde kullanılan mikrodalga sistemler ve cihazlar için gereklidir (Rohde, 2000; Pozar, 1998). En genel ve temel MTA tasarım yöntemlerinden biri mikroşerit teknolojisidir (Pozar, 1998).

RF alanında genel olarak iki yükselteç türü vardır. Bunlar küçük sinyal yükselteçleri ve büyük sinyal yükselteçleri olarak ikiye ayrılırlar. Küçük sinyal yükselteçleri genelde alıcılarda giriş yükselticisi olarak kullanılmaktadır. Bu yükselticilerin yükselttiği sinyaller gerçekten düşüktür. Bu tür yükselteçler LNA (Low Noise Amplifier) olarak bilinirler. İdeal olarak bir LNA aşırı bozulmaya neden olmadan, yüksek seviyedeki sinyalleri alabilirken, RF ön uç mikserleri ve diğer bileşenler tarafından kullanılabilen düşük seviye sinyallerini dönüştürmek için yeterli kazanç sağlayabilir. Büyük sinyal yükselteçleri, sadece genliği büyük olan sinyalleri yükseltmek için kullanılırlar. Bu yükselteçler bildiğimiz çıkış katlarıdır, yani güç yükselticisi olarak bildiğimiz katlardır (Yunseong, 2004). Güç yükselteci tasarımında öncelikle aşağıdaki maddeler dikkate alınmalıdır (Mona vd., 2001):

- İstenen bant genişliği üzerindeki ( $50 \Omega$  veya  $75 \Omega$ ), istenen yük direncine ( $R_L$ ) çeviren bir empedans uyumlandırma devresi tasarımı yapılmalıdır.
- Çıkış direnci istenen  $R_L$  değeri ile sonlandırıldığında, devre girişinde bir eşlenik empedans uyumlandırma uygulanmalıdır.



- Sıcaklık ve voltaj değişimlerinde ve çıkış voltaj duran dalga (VSWR) açısından yükseltecin stabil olduğu test edilmelidir ki bu iş oldukça zaman almaktadır. Stabilitayı etkileyen en hassas eleman ise kolektörün DC şok bobinidir.
- Yükseltecin voltaj, akım ve güç tüketimi oranları, çalışma koşullarını aşmayacak şekilde tasarlanmalıdır.

Bir güç yükselteci tasarımı için uygun güç transistörü seçilirken, bazı özellikler dikkate alınmalıdır. Bunlardan en önemlileri maksimum nominal güç çıkışı  $P_{out}$ ,  $V_{CC}$  aralığı, çalışma frekansı, maksimum güç girişi  $P_{in (max)}$ , empedans uyumlandırma kolaylığı, geniş bant istikrarı v.b.'dir. Çalışma frekansında güç transistörünün kazancı, belirtilen ihtiyaçlara uygun olmalıdır, ama aşırı aktif bir transistörün seçilmesi çok daha hassas bir cihaz yapımına neden olacaktır. Daha küçük bir cihaz maksimum güvenlidir ve güç kaybı seviyesini düşürür. Eğer transistör önemli ölçüde kendi güç veya frekans derecesinin altında işletilirse güç yükseltecinde kararlılık neredeyse imkânsız hale gelebilir. Günümüzde pek çok güç transistörleri anlık darbelerle karşı modern üretim teknikleri ile korunurlar, bu anlık darbeler uyumsuzluk ve istikrarsızlığın kısa aralıkları tarafından olabilir. Bu koruma önemlidir, çünkü salınımlar korumasız bir cihaza zarar veren yüksek tepe gerilimi ve kollektör akımlarına neden olacaktır (Sayre, 2001).

A sınıfı güç yükselteçleri ve küçük sinyal yükselteçleri S -parametreleri kullanılarak tasarlanabilir. A sınıfına göre lineerliği düşük olan B ve C sınıfı güç yükselteçlerinde bu parametrelerden faydalanmak güvenilir değildir, bunun yerine büyük sinyal giriş/çıkış parametre tasarımı esas alınmalıdır. Çoğu güç yükselteçleri kullanılan transistörler farklı noktalarda kutuplandıkları için karakterize edilirler (A sınıf, AB sınıfı, C sınıfı, vb. gibi). Transistörün farklı noktalarda kutuplanması transistör parametrelerini, cihaz kazancını, empedansını ve hatta ömrünü değiştirecektir. Kutuplama akımındaki bu değişikliğin yanında empedans uyumsuzlukları transistörün toleransını etkileyecektir, bu etki C sınıfı kutuplanmış yükselteçler için en büyük (en fazla etkilenen) olacaktır, bu azalma cihazı A sınıfına yaklaştıracaktır (Sayre, 2001).

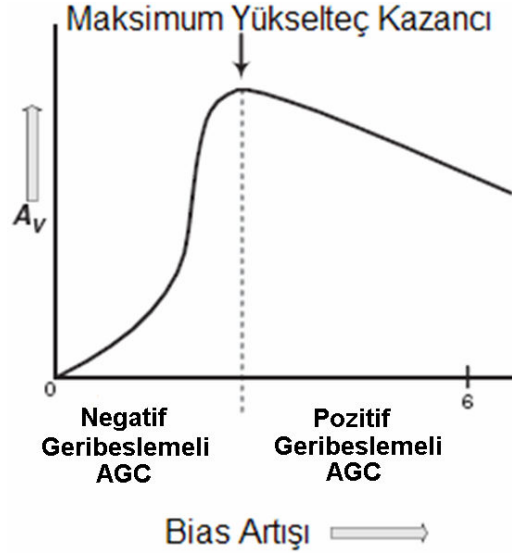
PA'lara endüktans eklerken dikkat etmek gerekir. Zira istenenden daha farklı bir değere sahip endüktans eklemek emiter direncinin aşırı derecede artmasına yol açar, yüksek dejenerasyona neden olabilir, kazancı alt düzeye indirir veya yüksek frekans uygulamalarında dengesizlikler oluşturur. Frekans artışı ile transistörün giriş ve çıkış empedanslarında azalma olacaktır. Bu da bir PA'nın empedans uyumlandırma devre tasarımını daha fazla karmaşıklaştıracaktır, özellikle bu empedanslar 0,5  $\Omega$  gibi düşük değerler alabilirler. Böylece, maksimum verimde PA'nın ayırık olan sürücü katı ile empedans uyumlandırma yapıldığı zaman, normalde sürücünün gerçek çıkış empedansından PA'nın gerçek giriş empedansına doğrudan bir empedans uyumlandırma uygulamak isteriz. Bunun yerine sürücünün çıkışında 50  $\Omega$  bir uyumlandırma yapılabilir ve daha sonra güç yükselteci girişi için başka bir 50  $\Omega$  uyumlandırma yapılabilir, bu durum empedansların gereksiz yere düşükten yükseğe dönüşümü ve sonra tekrar yüksekte düşük değere dönüşümü demektir (Sayre, 2001).

### **3.1.5. Otomatik kazanç kontrolü (Automatic Gain Control - AGC)**

AGC (Automatic Gain Control), haberleşme sinyalindeki zayıflamalar nedeniyle ilk olarak radyolarda kullanılmıştır. AGC sistemler devre kazancını göreceli bir sabit çıkış sinyali halinde sürdürmesi amacıyla ayarlamaları devam ettirmek için gereklidir. Bu durum devrelerin tasarımına yol gösterir, sisteminin girişindeki sinyal değişimleri ne olursa olsun AGC'nin birincil ideal işlevi sisteminin çıkışında sabit bir sinyal seviyesini korumaktır (Martinez, 2001; Rosu, 2010). AGC sistemleri sabit bir çıkış sinyali istenilen herhangi bir telsiz haberleşme sisteminin bir parçasıdır. AGC sisteminin karmaşıklığı, haberleşme sisteminin gereksinimine göre belirlenir, bu nedenle analizi, tasarımı ve uygulaması oldukça zor olabilir. AGC sistem ve devreleri kablosuz teknolojiler gelişmeye devam ettiği sürece daha hızlı, daha karmaşık ve daha küçük hale gelecektir. Bu konuda yeni cihazlar, devreler ve teknikler geliştirilmeli ve uygulanmalıdır (Martinez, 2001). AGC sistem yükselteçlerde aşağıdaki işlemleri sağlamak için uygulanır (Anonim, 2011);

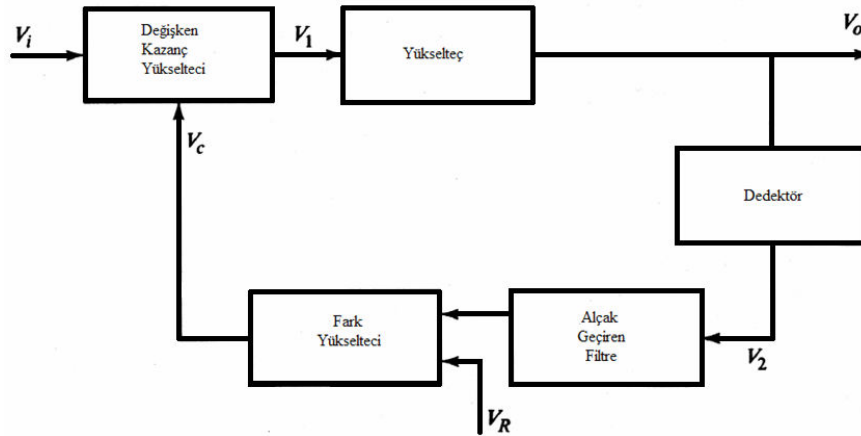
- Yükseltecin çıkış akımının sabit tutulması
- Çalışma noktasının sabit tutulması
- Yükseltecin bant genişliğinin artırılması. Yani, geniş bir frekans bandında sabit kazanç sağlanması.
- Distorsiyonun (çıkış gerilimindeki aşırı dalgalanmaların) azaltılması.
- Dışarıdan gelen parazitlerin etkisinin azaltılması.
- Yükseltecin giriş ve çıkış dirençlerinin değiştirilmesi.

Otomatik kazanç devreleri transistörün özel bir niteliği sayesinde vardır. Transistörün  $I_C$  (kollektör akımı) artarsa kazancı da artar, nitekim transistörün  $I_C$  akımını kolayca artırır ve böylece kazancı da arttırmış oluruz. Yani, transistörün  $I_B$  akımını (beyz akımını) artırırsak kolay bir şekilde  $I_C$  akımını da artırabiliriz; çünkü  $I_B$ 'nin artışı  $I_C$ 'yi artıracak ve böylece kazanç artışı elde edilecektir. Şekil 3.17'de gösterildiği gibi, bu yalnızca yatay düzeyde kalmayacağı aynı zaman da kazancın  $I_C$  akımındaki herhangi bir artışla azalmaya başlayacağı bir noktaya ulaşılıyor.  $I_B$  akım denetimi AGC voltajı tarafından transistörün beyzine uygulanan DC kutuplama voltajı tarafından oluşturulur. Aslında, çeşitli yükselteçler, tüm DC temel kutuplama noktaları için sadece AGC gerilimine bağlıdır. Kendi  $I_C$  akımını azaltan ya da artıran dış elektrik devresiyle transistörün kazancı artırma ya da azaltma kapasitesi olduğu için AGC uygulamasında iki yöntem vardır: Negatif geribeslemeli ve pozitif geribeslemeli AGC. Negatif geribeslemeli AGC en yaygın olanıdır ve çoğu radyonun IF kısmında bulunabilir. Pozitif geribeslemeli AGC bazen belirli RF yükselteçlerinin içinde tasarlanmış olabilir, ancak genel uygulamalar için tercih edilmez çünkü negatif geribeslemeli AGC'ye göre daha çok  $I_C$  akımı harcar, ayrıca pozitif geribeslemeli AGC'de daha fazla kademeli kazanç cevabı vardır. Kutuplama akımı ile kontrol edilen DC kuvvetlendiricilerde, kazanç AGC tarafından değiştirildiğinde çok büyük bir distorsiyon oluşmaz, çünkü transistör kolayca uygulandığı yerin doğrusal olmayan kısmına kutuplanabilir, özellikle giriş sinyalinin yüksek genliği olduğunda çok önemlidir. (Sayre, 2001). Şekil 3.17'de AGC döngüsündeki kullanım için transistörün kutuplama akımı – kazanç grafiği verilmiştir.



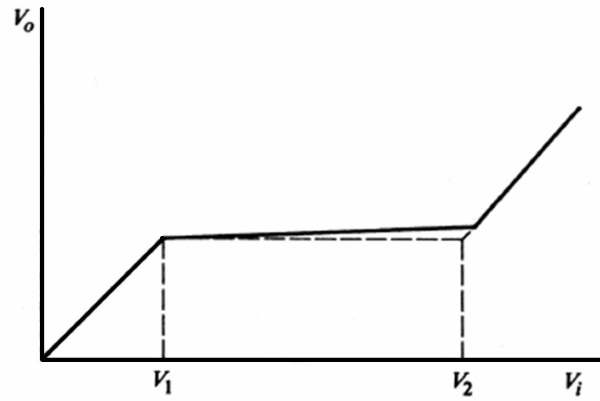
Şekil 3.17. Transistörün kutuplama akımı – kazanç grafiği

Şekil 3.18'deki AGC blok diyagramından da anlaşılacağı gibi giriş sinyali değişken kazanç yükseltici (VGA) tarafından yükseltilir, kazanç harici bir  $V_C$  sinyal tarafından kontrol edilir. Genlik, taşıyıcı frekans, modülasyon veya frekans indeksi gibi bazı çıkış sinyal parametreleri dedektör tarafından algılanır; herhangi bir istenmeyen bileşen dışarı süzülür ve kalan sinyal bir referans sinyali ile karşılaştırılır. Karşılaştırmanın sonucu kontrol gerilimi ( $V_C$ ) ve VGA kazanç ayarı yapmak için kullanılır (Rosu, 2010).



Şekil 3.18. AGC blok diyagramı

Bir AGC esasen negatif geri besleme sistemidir. Bir AGC sistemi için ideal transfer fonksiyonu grafiği şekil 3.19'da gösterilmiştir (Martinez, 2001).

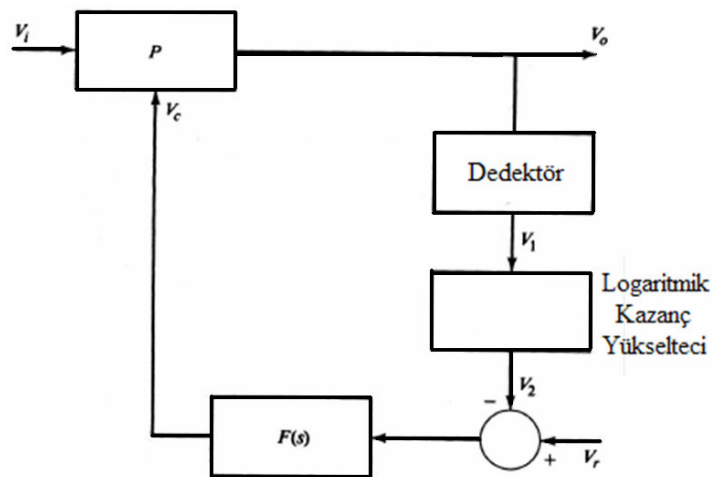


Şekil 3.19. İdeal AGC transfer fonksiyonu

AGC sistemler nonlinear sistemler olarak kabul edilir ve analiz sırasında ortaya çıkan nonlinear denklem için çözüm bulmak çok zordur. Bununla birlikte, sistemin davranışını iyi bir hassaslık derecesi ile tarif eden iki model vardır. İlk model için bir isim olmamakla birlikte, bu desibel tabanlı lineer model olarak tarif edilebilir. Bu model için blok diyagramı şekil 3.20’de gösterilmiştir, bu modelde değişken kazanç yükseltici (VGA) aşağıdaki transfer işlevine (P) sahiptir (Martinez, 2001).

$$P = K_1 e^{+aV_c} \quad (3.23)$$

$$V_o = V_i K_1 e^{+aV_c} \quad (3.24)$$



Şekil 3.20. Desibel tabanlı lineer AGC sistem

$V_o$  çıkış ve  $V_i$  giriş sinyalleridir,  $K_1$  bir sabittir ve VGA sabit bir faktördür. Bulduğumuz sinyal yolunu takiben logaritmik yükselteç kazancı (Martinez, 2001):

$$V_2 = \ln V_1 = \ln K_2 V_o \quad (3.25)$$

Burada  $K_2$  zarf dedektörünün kazancıdır. Zarf dedektörünün çıkışını daima pozitif olduğunu varsayarsak (aksi halde olmayan bir çalışma devresinde çevirir, logaritmik fonksiyon karmaşık hale gelir), logaritmik yükselteç çıkışı kontrol gerilimi haline gelir (Martinez, 2001):

$$V_c = F(s)(V_R - V_2) = F(s)(V_R - \ln K_2 V_o) \quad (3.26)$$

$F(s)$  filtre transfer fonksiyonudur ve bilinmelidir ki VGA üstel transfer fonksiyonunu temsil eden denklemin her iki tarafında da logaritma fonksiyonu uygulayabiliriz (Martinez, 2001).

$$\ln V_o = aV_c + \ln V_i K_1 \quad (3.27)$$

Böylece, kontrol gerilimi olarak ifade edilebilir (Martinez, 2001):

$$aV_c = \ln V_o + \ln V_i K_1 \quad (3.28)$$

Daha önce bulunmuş  $V_c$  ifadesi için (Martinez, 2001):

$$\ln V_o = [1 + aF(s)] = \ln V_i + aF(s)V_R + \ln K_1 - aF(s)V_R \ln K_2 \quad (3.29)$$

Bizi sadece giriş – çıkış ilişkisi ilgilendirir,  $K_1$  ve  $K_2$ 'den birine eşit olsun. Böylece, yukarıdaki denklemi aşağıdaki hale gelir (Martinez, 2001):

$$\ln V_o [1 + aF(s)] = \ln V_i + aF(s)V_R \quad (3.30)$$

$V_o$  ve  $V_i$  desibel cinsinden ise, aşağıdaki denklemi kullanabiliriz (Martinez, 2001);

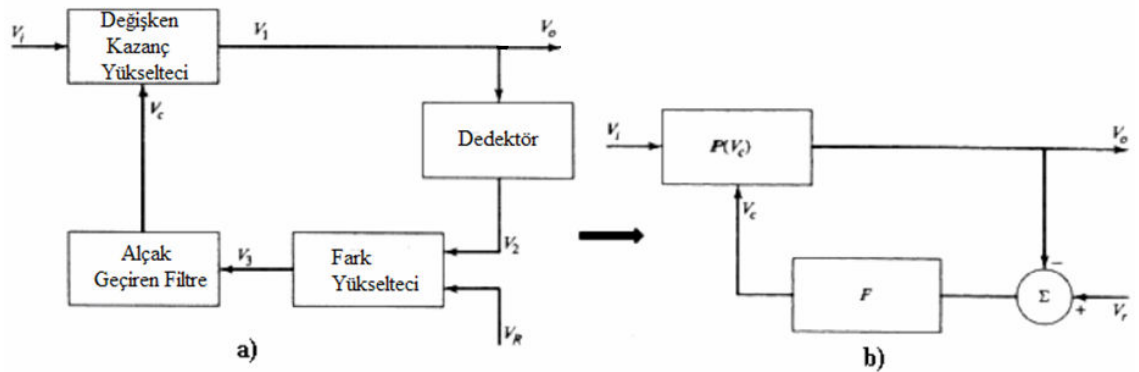
$$\ln V_o = 2.3 \log V_o \quad (3.31)$$

Daha sonra;

$$\ln V_o = \frac{2.3}{20} V_{odB} = 0.115 V_{odB} dB \quad (3.32)$$

Bir referans gerilim içinde yer alan AGC sistemleri kontrol döngüsü gecikmiş AGC olarak adlandırılır (Martinez, 2001).

AGC sistemin ikinci modeli döngü içinde logaritmik yükselteç içermez ama yine de bir üstel tip VGA içerir. Bu sistemi tam lineer olmayan AGC sistem olarak isimlendirebiliriz. Şekil 3.21.(a)'da gösterilen blok şema böyle bir sistemi temsil edebilir. Bu VGA ve dedektörün sistemin sadece nonlineer parçaları olduğunu fark etmek önemlidir. Dedektör ve fark kuvvetlendiricinin kazancını birleştirilmiş varsayarsak, sistem Şekil 3.21.(b)'de gösterilen blok şema gibi sadeleştirilebilir (Martinez, 2001).



Şekil 3.21. Tam lineer olmayan AGC sistem

Burada,  $V_i$  giriş sinyali ve  $V_o$  ise çıkış sinyalidir,  $F$  filtre ve fark kuvvetlendiricinin kombine transfer fonksiyonudur. Çıkış gerilimi olan  $V_o$   $PV_i$  'ye eşittir,  $P$  VGA'nın

kazancıdır ve bir kontrol geriliminin ( $V_c$ ) fonksiyonudur. Sinyal yolunu takiben, kontrol gerilimi aşağıda verildiği gibi görebiliriz (Martinez, 2001);

$$V_c = (V_r - V_o) F \quad (3.33)$$

Giriş gerilimindeki değişikliğin etkisini çıkış geriliminde gösteren formül,  $V_i$ 'ye göre  $V_o$ 'nun türevidir (Martinez, 2001);

$$\frac{dV_o}{dV_i} = \frac{d}{dV_i} (PV_i) = P + V_i \frac{dP}{dV_i} \quad (3.34)$$

Denklemin sağ tarafındaki son türev daha fazla zincir kuralı uygulayarak geliştirilebilir ve kontrol gerilimi denklemleri kullanılabilir (Martinez, 2001);

$$\frac{dP}{dV_i} = \frac{dP}{dV_c} \frac{dV_c}{dV_i} = \frac{dP}{dV_c} \frac{dV_c}{dV_o} \frac{dV_o}{dV_i} = \frac{dP}{dV_c} (-F) \frac{dV_o}{dV_i} \quad (3.35)$$

Bu nedenle,  $dV_i / dV_o$  ifadesi aşağıdaki şekilde yazılabilir (Martinez, 2001);

$$\frac{dV_o}{dV_i} \left( 1 + FV_i \frac{dP}{dV_c} \right) = P \quad (3.36)$$

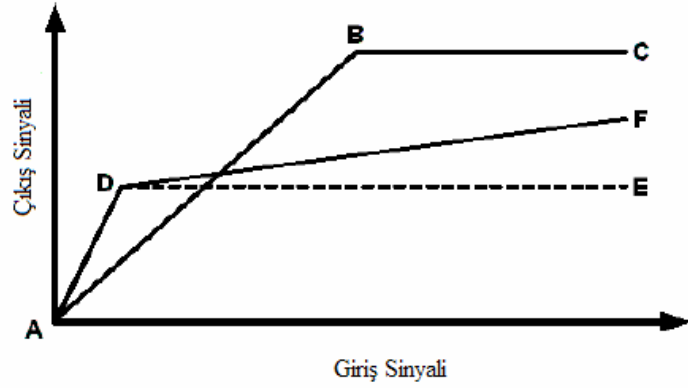
Alternatif olarak;

$$\frac{dV_o / V_o}{dV_i / V_i} = \left( 1 + FV_i \frac{dP}{dV_c} \right)^{-1} \quad (3.37)$$

Yukarıdaki denklemde de görüldüğü gibi döngü kazancının giriş sinyalinin bir fonksiyonu olduğu açıktır (Martinez, 2001). İdeal AGC transfer fonksiyonu (Bkz. Şekil 3.19) grafiğinden de anlaşılacağı gibi sistemin düşük giriş sinyallerinde AGC devre dışı kalmıştır ve çıkış girişin doğrusal bir fonksiyonudur, giriş bir eşik değere ( $V_1$ ) ulaştığında AGC sistem aktif haldedir ve ikinci bir eşik değere ( $V_2$ ) ulaşana kadar sabit bir çıkış seviyesini korur. Bu noktadan sonra, AGC yine etkisiz olur;



AGC genellikle kazanç yüksek seviyelere ulaştığında devrenin kararlılık sorunları çözmek amacıyla uygulanmaktadır (Martinez, 2001; Rosu, 2010). AGC kontrollü PA devresinin çıkış gücü grafiği (Bkz. Şekil 4.21) Şekil 3.15'te verilmiş olan AGC transfer fonksiyonu grafiğinin A - D - F eğrisine benzemektedir.



Şekil 3.22. Gerçek AGC transfer fonksiyonu

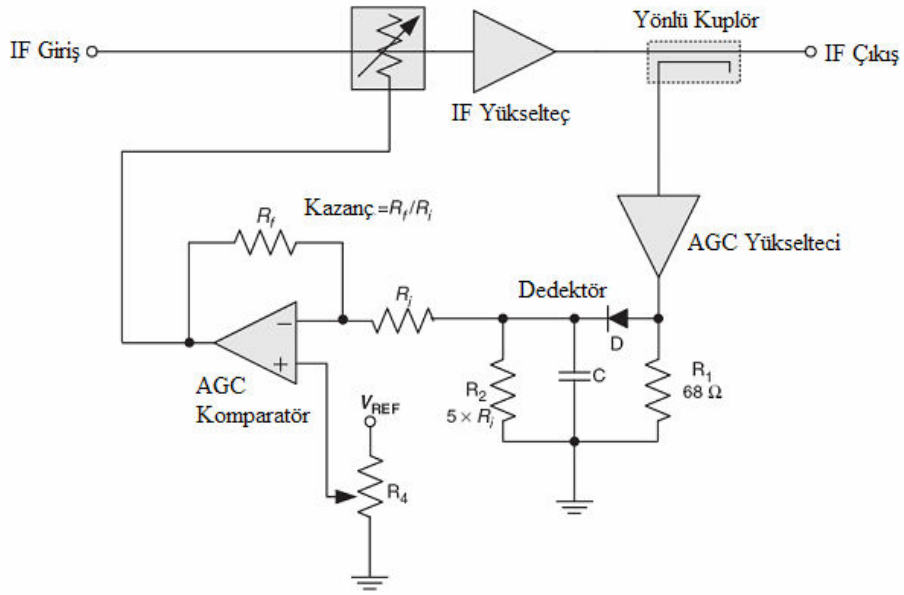
A, B, C çizgisi hiçbir AGC uygulanmamış bir sistemi temsil eder. Sinyal zincirinde bazı elemanlar aşırı yüklü olduğunda ve nonlineer hale geldiğinde B noktasına ulaşıncaya kadar çıkış sinyali giriş sinyali ile doğrusal olarak artar. Giriş sinyali azaltılmadığı sürece genellikle B - C noktaları arasında çıkış sinyali bozulmuştur ve sistem kullanılamaz durumdadır. Bu değer artırılması A-B hattı eğimini artırır ve sinyali bozan giriş sinyal seviyesini düşürür. A, D, E çizgisi AGC uygulanmış bir sistemi temsil eder. A - D eğimi sistemin tamamının eğiminden büyüktür ve AGC dedektöründen önceki AGC'nin sahip olduğu kazancı gösterir. D noktası sabit çıkış için doğrusal grafiğe geçiş olarak ifade edebileceğimiz AGC 'diz' noktası veya eşik noktası olarak bilinir. D-E arasında giriş sinyalinin artışına karşılık çıkış seviyesi artmaz. D - E çizgisi AGC döngü kazancına bağlıdır ve "AGC eğimi" olarak adlandırılır. AGC sistemi ve grafiğini incelerken şunlara dikkat etmek gerekir (Rosu, 2010);

- AGC eşik noktası çok düşük giriş seviyesinde ayarlanmış olmamalıdır.
- AGC eşik noktasının üstü AGC özellikleri düz olmamalıdır yaklaşık olarak 6 dB ve 10 dB arasında bir eğim olmalıdır.

- AGC sistem esasen alçak geçiren bir geri besleme yükselteci ve kapalı devre kazanç karakteristiğine sahiptir.
- Kontrol döngüsü içinde bir referans gerilim içeren AGC sistemleri gecikmiş AGC olarak adlandırılır.
- Birçok doğrudan dönüşüm alıcılarında AGC kullanılmaz. AGC kullanılmamasının avantajları sadelik ve alınan sinyalin saflığıdır, zayıf alınan sinyaller zayıf sese ve güçlü alınan sinyaller gürültülü sese sahiptir.
- Yanlış tasarlanmış bir AGC sistemi bir başka hatasız sinyalin önemli ölçüde bozulmasına sebep olabilir.
- VGA'nın gürültü ve bozulma sınırları içinde, AGC döngü belirtilen sınırlar içinde her iki sinyal yükseltilmesini sağlamak ve çıkış sinyalinin korunması amacıyla sıkıştırma için kurulmuştur.
- Eğer daha düşük ikinci harmonik distorsiyona ihtiyaç varsa, giriş dinamik aralığı pahasına maksimum AGC giriş seviyesini düşürmek göz önüne alınmalıdır.

### **3.1.6. Otomatik kazanç kontrolü (AGC) sistemin bileşenleri**

Tam bir AGC devresi şekil 3.23'te gösterilmiştir ve bu devre çeşitli şekillerde tasarlanabilir. Ancak, temel anlayış yine değişmez: Kontrol edilecek sinyal tespit edilmeli, filtrelenmeli ve devre kazancını değiştirmek için bir değişken kazanç yükselteci (VGA) uygulanmalıdır. (Sayre, 2001). Bir AGC sistem genel olarak VGA, yönlü kuplör, dedektör ve empedans uyumlandırma devrelerinden oluşur.



Şekil 3.23. Genel bir AGC devresi (Sayre, 2001)

AGC sisteminin ana bileşeni olan değişken kazanç yükselteci (VGA) olarak kullanılan birçok bileşen ve devre yapılandırmaları vardır. Uygun bir VGA devresi seçerken dikkate alınması gereken başlıca faktörler: frekans cevabı, kullanılabilir kontrol gerilimi, arzu edilen VGA kontrol aralığı, yerleşme zamanı ve sistem konfigürasyonudur (Martinez, 2001). Değişken kazanç yükselteçleri (VGA) genellikle giriş sinyal seviyelerindeki değişimlere karşın çıkış sinyal genliğinin sabit tutulduğu otomatik kazanç kontrol (AGC) denetlemesi sağlayan geri beslemeli yükselteçlerde kullanılır (Rosu, 2010).

VGA'lar (değişken kazanç yükselteçleri) iki yöntemden biriyle oluşturulabilir: ya bir transistörün  $V_{BE}$  gerilimini değiştirilerek, bu onun  $I_C$  akımını kontrol eder ve böylece cihazın kazancı değiştirilebilir; ya da sabit kazançlı bir yükselteç girişine gerilim veya akım kontrollü değişken zayıflatıcı (attenuator) yerleştirilerek yapılabilir. Özellikle büyük giriş sinyallerinde sonraki devre genellikle kazanç üzerinden daha doğrusal bir yükselteç yanıtı ile sonuçlanır, birçok uygulamalarda değişken kutuplama akımı tasarımı tercih edilir. Değişebilen kutuplama türünün dezavantajlarına ek olarak transistörün kutuplanmasındaki herhangi bir değişiklik aynı zamanda S-parametrelerini deyişmesidir. Bu sadece kazancın deyişeceği anlamına gelmez, geri dönüş kaybı ve yükseltecin kararlılığı da etkilenecektir.

Katman kararlılığının herhangi bir kaybı sadece bir seçenek değildir, eğer VGA'ya bir filtre devre eklenmişse problemi dönüş kaybı değişirken tanımlayabilirsiniz, çünkü bir filtrenin tepkisi kaynak ve yük empedansına bağlıdır (Sayre, 2001).

AGC sisteminin ana bileşenlerinden birisi de yönlü kuplör'dür. Yönlü kuplör mikrodalga sistemlerde yansıyan ve iletilen sinyallerden örnekler alınmasını sağlayan bir yüksek frekans ölçüm elemanıdır (Pozar, 1998).

AGC dedektörü yönlü kuplörden gelen sinyali algılamak için kullanılmaktadır (Sayre, 2001). AGC dedektörler temelde RF giriş gerilimi ile doğru orantılı olarak DC çıkış verir ve doğrusal modda faaliyet gösterir (Rosu, 2010).

Empedans uyumlandırma, özellikle RF güç yükselteçlerinde, enerjinin sonraki katmanlara mümkün olduğunca az kayıp ile aktarılması için gereklidir. Empedans uyumlandırma (ve kutuplama), herhangi bir aktif eleman gibi tasarımda istenenin gerçekleştirilmesini sağlarken kazanç, geri dönüşüm kaybı, NF, distorsiyon, kararlılık, çıkış gücünün optimize edilmesi ve komşu filtrelerin geçirenlik bantlarındaki dalgalanmalarını önler (Sayre, 2001). DC devreleri için iyi bilinen teoremi vardır, yük direnci kaynak direncine eşitse kaynaktan maksimum bir güç aktarılacaktır (Bowick vd, 2008).

Sistemde sinyal zayıflamasını ve bozulmayı önlemek, fonksiyon blokları arasındaki empedans uyumsuzlukları nedeniyle sinyal yansımalarını minimize edebilmek için, yüksek frekans test ekipmanlarının da empedansı olan 50 ohm karakteristik empedans referans alınmaktadır. IC ve MCM (çoklu çip modülü) için GHz frekanslarında bağlantı hatları oldukça kısadır ve bu yüzden alt devreler arasındaki 50 ohm problemi çok önemli değildir. Sonuçta kaynak ve yük arasındaki empedans uyumsuzluğunun olduğu sistemlerde enerji tüketimi artmakta ve iletişim kalitesi zarar görmektedir ve hatta yansımadaki sinyal seviyesi çok yüksekse ve izolatör kullanılmamışsa antenli verici sistemlerinde giriş modülleri elektriksel olarak zarar görebilir. Belirli bir uyumlandırma sistemi seçiminde önemli olabilecek faktörler şunlardır (Kahriman ve Kaya, 2011):

- Karmaşıklık, birçok mühendislik çözümlerindeki gibi, gerekli özellikleri sağlayabilecek en basit tasarım tercih edilir. Basit bir uyumlandırma sistemi genellikle, karmaşık bir tasarıma göre daha ucuz, güvenilir ve kayıpsızdır (Kahriman ve Kaya, 2011).
- Bant genişliği, uyumlandırma sisteminin bütün çeşitleri ideal olarak belirli bir frekansta mükemmel uyumlandırma (sıfır yansıma) yapar. Birçok uygulamalarda, bir yük ancak bir frekans bandı üzerinden uyumlandırılması arzu edilir. Elbette bunu, karmaşık bir tasarım ile yapmanın birçok yolu vardır (Kahriman ve Kaya, 2011).
- Uygulama, uyumlandırma sistemine göre, kullanılan iletim hattı ve dalga kılavuzu türüne bağlı olarak, tercih edilebilir (Kahriman ve Kaya, 2011).
- Ayarlanabilirlik, bazı uygulamalarda uyumlandırma sisteminin, değişken yük empedansına uyumlandırılması için ayarlanması gerekebilir. (Kahriman ve Kaya, 2011).

Üç elemanlı empedans uyumlandırma ağları ( $\pi$  veya T) darbant uygulamalarında çok popülerdir. Darbant popülerliği, L ağının yüksek Q değerine sahip olması nedeniyledir, ancak  $\pi$  ve T ağlarında herhangi bir Q'nun seçilmesine olanak verirlir. Her şeye rağmen, T ve  $\pi$  devrelerin Q'su L devresinin Q'sundan daha düşük değildir. Belirli bir uygulama için istenen Q aşağıdaki formülle hesaplanabilir, yüksek Q'ya sahip indüktörlerin kullanıldığını varsayarak (Sayre, 2001):

$$Q = f_c / (f_2 - f_1) \quad (3.38)$$

Burada;

Q = Devrenin yüklü kalite faktörü

$f_c$  = Devrenin merkez frekansı

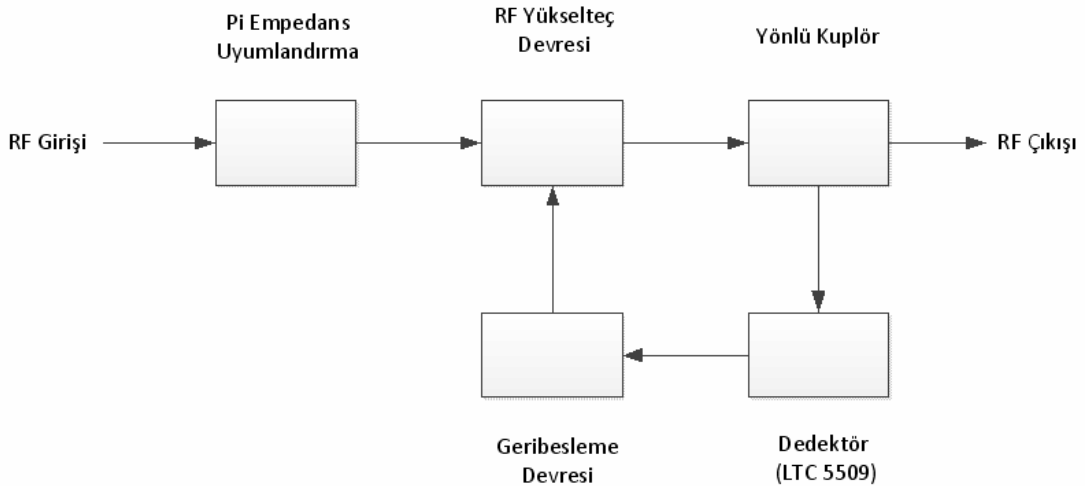
$f_2$  = Az kayıpla geçen üst frekans

### 3.2. Yöntem

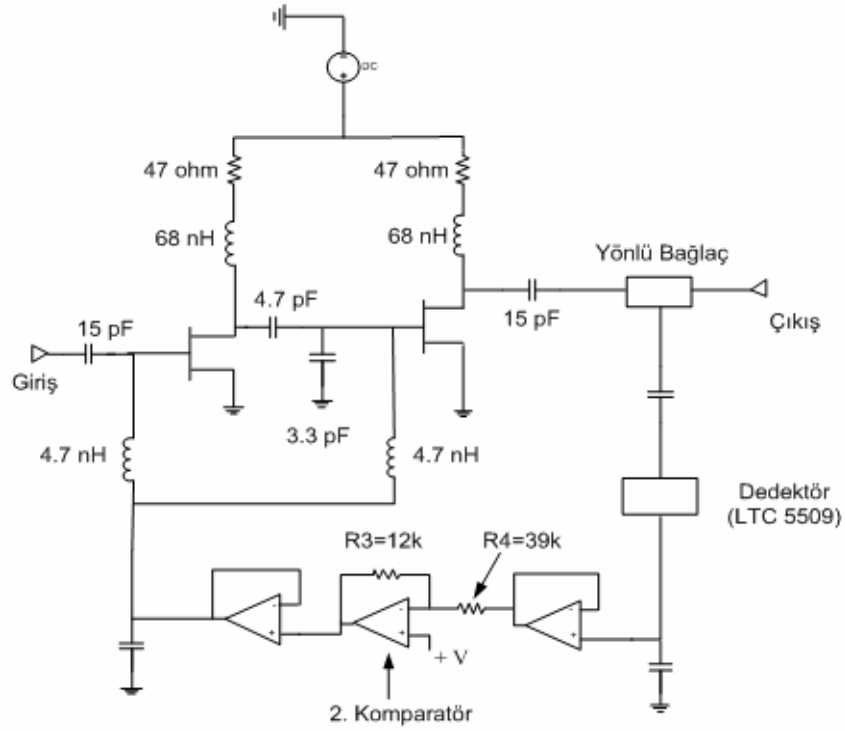
Tasarlanan sistemin performansını belirlemek için AWR Microwave Office gelişmiş simülatörü kullanılmıştır. Tez çalışmasının gerçekleştirilme aşaması deney düzeneğinde, mikrodalga deney cihazları, spektrum analizör, mikrodalga üreteç, elektrik ve manyetik alan probu gibi ekipmanlar kullanılmıştır.

#### 3.2.1 AGC kontrollü güç yükselteci (PA) tasarımı

Kablosuz vericiler için 2.45 GHz frekanslarında çalışan, A-sınıfı güç yükselteci analizi ve tasarımı yapılmış ve başarımı iyileştirilmeye çalışılmıştır. A sınıfı yükselteç seçiminin nedeni yüksek doğrusallık ve minimum bozunumdur. Bu tip yükselteçlerdeki küçük sinyal yükselteçlerine benzemesine rağmen, temel farklılık yükselteç çıkışında anlık büyük voltaj ve akım salınımlarına izin verilmesidir. AGC kontrollü PA devresi pi empedans uyumlandırma, RF yükselteç devresi, yönlü kuplör, dedektör (LTC5509) ve geribesleme devresinden oluşmaktadır. Besleme gerilimindeki parazitleri yok etmek için radial stub ve RF yükselteç devresinde empedans uyumlandırma yapmak için iki tane stub kullanılmıştır. Şekil 3.24’de AGC kontrollü PA devresinin blok diyagramı ve Şekil 3.25’te devre şeması görülmektedir.



Şekil 3.24. AGC kontrollü PA devresinin blok diyagramı



Şekil 3.25. AGC kontrollü PA devre şeması (Hsieh vd, 2000).

#### *ATF 55143 FET ve nonliner modeli*

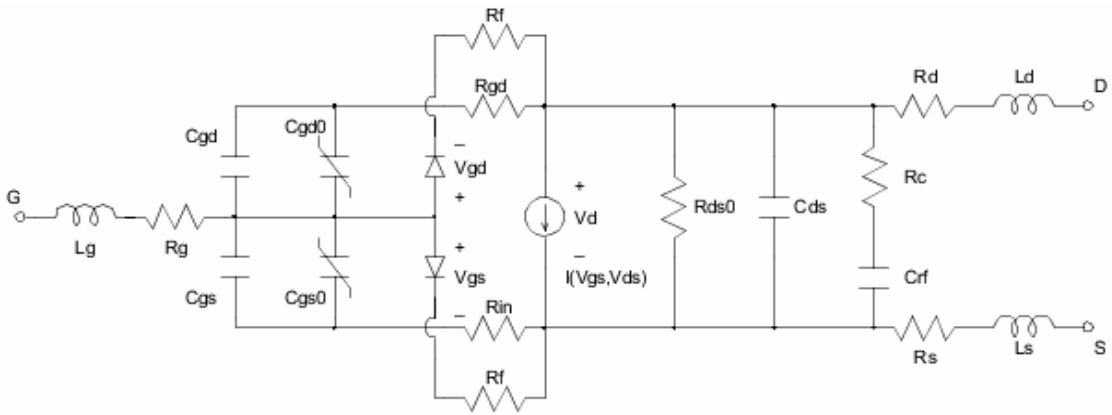
AGC kontrollü güç yükseltecinin RF yükselteç katında iki tane ATF 55143 (Avago) düşük gürültüye sahip FET kullanılmıştır. ATF-55143 6 GHz ile VHF frekans aralığında düşük maliyetli ticari uygulamalar için tasarlanmış düşük gürültü artan mod PHEMT (Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor - Yüksek Elektron Hareketli Transistör) FET'tir. Bir artan mod PHEMT'nin kutuplanması daha çok tipik BJT kutuplaması gibidir. Artan mod PHEMT FET olan ATF-55143'ün nominal bir 10 mA  $I_d$  akımı çekebilmesi için  $V_{GS}$ 'nin 0.47 V olması gerekir. ATF-55143 pasif kutuplama yöntemi ile kutuplanmıştır. AWR Office'de CURTİCE2ADV FET modeli ATF-55143'ün nonlineer parametrelerine uygun bir model olduğu için ekler bölümünde verilmiş olan nonlineer parametreler CURTİCE2ADV modeline aktarılmıştır. Çizelge 3.4'de CURTİCE2ADV'nin eşdeğer devresine aktarılan ATF-55143'ün nonlineer parametreleri verilmiştir.

Çizelge 3.4. ATF-55143'ün nonlinear parametreleri

| İsim   | Özelliği                                     | Değer      |
|--------|--|------------|
| ID     | Entegre                                      | ATF 55143  |
| BETA   | Eşik noktası altı iletim parametresi         | 0.444      |
| VTO    | Pinch-off gerilimi                           | 0.3 V      |
| R1     | (Uygulanmamıştır)                            | 1 MΩ       |
| R2     | (Uygulanmamıştır)                            | 1 mΩ       |
| VBI    | Gate-Source kapasitans voltajı               | 0.95 V     |
| RF     | İleri kutuplama direnci                      | 1 MΩ       |
| N      | Gate-iletim ideal diyot faktörü              | 1          |
| CRF    | RF Rds set frekans ayarlama kapasitansı      | 1 pF       |
| RD     | Drain direnç                                 | 2.025 Ω    |
| RG     | Gate direnç                                  | 1.7 Ω      |
| RS     | Source direnci                               | 0.675 Ω    |
| CGSO   | 0V'da Gate-Source kapasitansı                | 0.6193 pF  |
| CGDO   | 0V'da Gate- Drain kapasitansı                | 0.1435 pF  |
| FC     | Gate kapasitans doğrusallaştırma parametresi | 0.65       |
| CDS    | Drain - Source kapasitansı                   | 0.1 pF     |
| CGS    | Sabitlenmiş Gate - Source kapasitansı        | 0.6193 pF  |
| CGD    | Sabitlenmiş Gate - Drain kapasitansı         | 0.1435 pF  |
| TNOM   | Sıcaklık                                     | 16.85 DegC |
| LAMBDA | DC Drain - Source direnci parametresi        | 72e-3      |
| RGD    | Gate-Drain direnci                           | 0.5 Ω      |
| LG     | Gate endüktans                               | 0.094 nH   |
| LS     | Source endüktans                             | 0 nH       |
| LD     | Drain endüktans                              | 0 nH       |
| P      | Gürültü parametresi                          | 0.2        |
| NFLAG  | Gürültü modeli                               | Noise On   |
| FAC    | Gate genişliği ölçek faktörü                 | 1          |
| FING   | Gate ölçek faktörü sayısı                    | 1          |

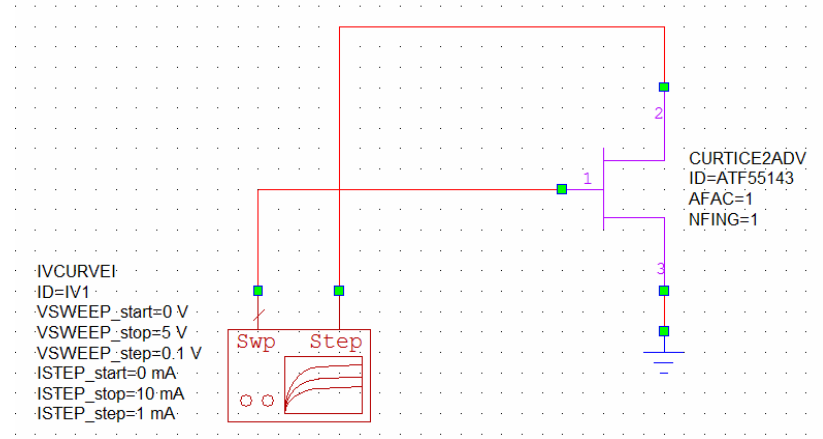


Şekil 3.26'da verilmiş olan CURTICE2ADV'nin FET modeline çizelge 3.4'te verilmiş olan ATF-55143'ün nonlinear parametreleri aktarılmıştır. Böylece simülasyonda kullanmış olduğumuz ATF 55143'ün nonlinear modeli gerçeğine en yakın sonuçları verir hale gelmiştir. Tez çalışmasının ilerleyen kısımlarında bahsedilecek olan simülasyon ve ölçüm sonuçlarının birbirine yakın çıkması bu parametrelerin gerçek değerlere yakın olmasından kaynaklanmaktadır. Şekil 3.26'de CURTICE2ADV'nin eşdeğer devresi (Curtice Cubic Nonlinear FET Model - Curtice Nonlinear FET Modeli) verilmiştir.



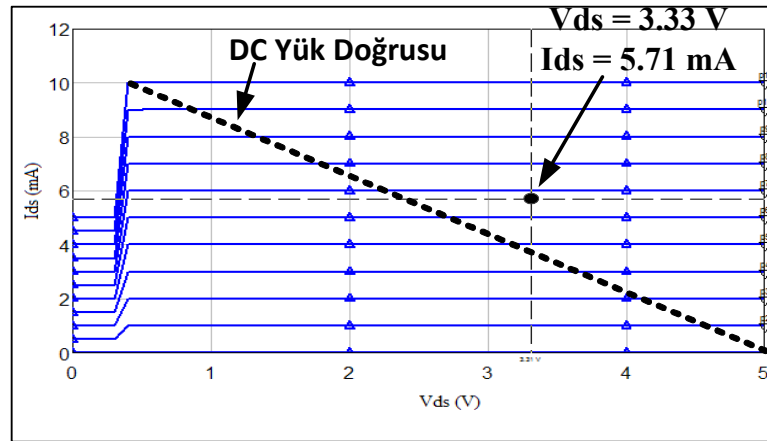
Şekil 3.26. CURTICE2ADV'nin eşdeğer devresi

ATF 55143'ün akım-gerilim karakteristiğini oluşturmak için FET'in nonlinear modeli kullanılmıştır ve AWR Office'deki transfer karakteristiği simülatörünün (DC current driven curve tracer) şekil 3.27'deki bağlantısı kurulmuştur. Vds için 0-5 V ve Ids 0-10 mA aralığında simülasyon yapılmıştır. Yükseltecin A sınıfı çalışması için Vds = 3.33 V, Ids = 5.71 mA seçilmiştir. ATF 55143'ün transfer karakteristiği eğrisi için bağlantısı şeması şekil 3.27'de görülmektedir.



Şekil 3.27. ATF 55143'ün transfer karakteristiği için bağlantı şekli

Bir transistörün çalışması ve yükseltme işlemini yapabilmesi için belirli DC öngerilimleme şartlarının sağlanması gereklidir. Devre elemanları kullanılarak bu sağlanmaya çalışılmıştır. Yükseltcin A sınıfında çalışması için  $V_{DS} = 3.33$  V,  $I_{DS} = 5.71$  mA olacak şekilde devre elemanları seçilmiş ve FET'in transfer karakteristiği çıkarılmıştır. Ayrıca simülasyonlarda FET 18.4 mW güç çekmektedir. FET'in transfer karakteristiği şekil 3.28'deki gibidir.

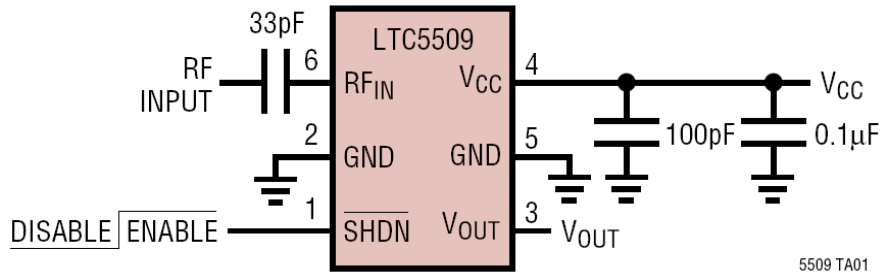


Şekil 3.28. ATF 55143'ün curve (akım – gerilim) eğrisi

### LTC 5509 RF dedektörü

Yönlü kuplörden gelen güç seviyesini tespit etmek için Linear Technology firmasının LTC5509 entegrasi kullanılmıştır. LTC5509, 300 MHz'den 3 GHz'e kadar frekans

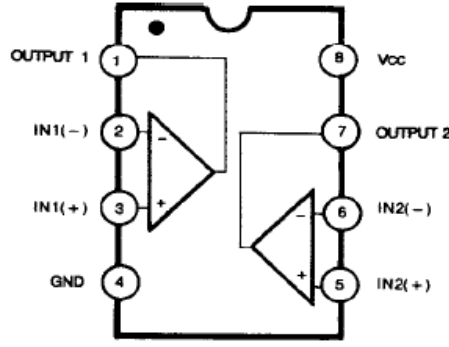
aralığında RF güç algılama özelliğine sahiptir. Bu işlem, dâhili ara yükseltec, RF schottky diyotlu tepe dedektör ve seviye öteleme yükseltici ile gerçekleştirilir. Gelen RF sinyalin seviyesine göre çıkıştan DC bir gerilim elde edilir. Çıkıştaki DC değer, girişteki RF sinyalin değeri ile orantılı olarak değişmektedir. LTC5509'un içerisindeki schottky diyot, sıcaklıktan kompanse edilmiş durumdadır. 300 MHz'den 3 GHz'e kadar olan frekans aralığında ve -30 dBm seviyesinden 6 dBm'e kadar olan RF sinyallerin seviyesini algılama yeteneğine sahiptir. 2.7 V - 6 V DC besleme gerilimi aralığında çalışmaktadır. Çalışma akımı 600 mA seviyelerinde olup, sükûnet durumunda 2 mA'den az akım çekmektedir. LTC5509'un devre bağlantısı Şekil 3.29'da görülmektedir.



Şekil 3.29. LTC5509'un devre bağlantısı

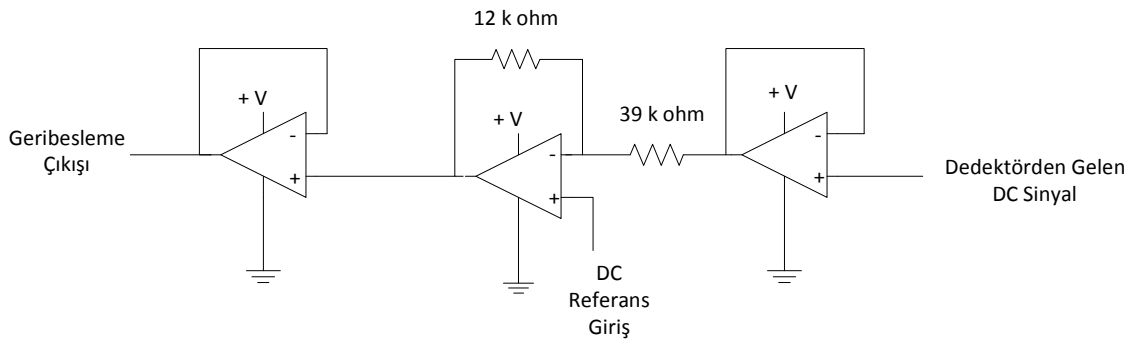
### *LM 393 komparatör*

LTC 5509'dan gelen DC sinyal yükseltmek ve RF yükselteç devresini kumanda etmek için geribesleme devresine uygulanır. Böylece AGC döngüsü de tamamlanmış olur. Geribesleme devresinde dirençler ve LM 393 çiftli komparatör kullanılmıştır. LM 393 düşük güçlü tek kaynaktan beslenen komparatör entegresidir. LM 393'un pin özellikleri şekil 3.30'da verilmiştir.



Şekil 3.30. LM 393'un pin özellikleri

Geribesleme yükseltici LTC5509 dedektör, komparatör ve dirençlerden oluşmaktadır. Geribesleme devresi negatif geribesleme özelliği taşımaktadır. Bilindiği gibi pozitif geribesleme ve negatif geribesleme olmak üzere iki tür geribesleme vardır. Osilatörlerde düzgün (kararlı) bir osilasyon (dalgalanma) sağlamak amacıyla pozitif geri besleme uygulanır. Bunun için de giriş gerilimi çıkıştaki dalgalanmayı uygun şekilde, sürekli takviye eder. Yani giriş gerilimi ile geri besleme gerilimi aynı fazdadır. Negatif geri beslemede ise geri besleme gerilimi veya akımı, giriş gerilim veya akımına göre ters fazlıdır. Yani herhangi bir nedenle çıkış değerleri büyüdüğünde veya küçüldüğünde, geri besleme ile giriş değerine ters bir etki yapılarak çıkış normal seviyesine getirilir. Şekil 3.31'de geribesleme devresi şekli verilmiştir.



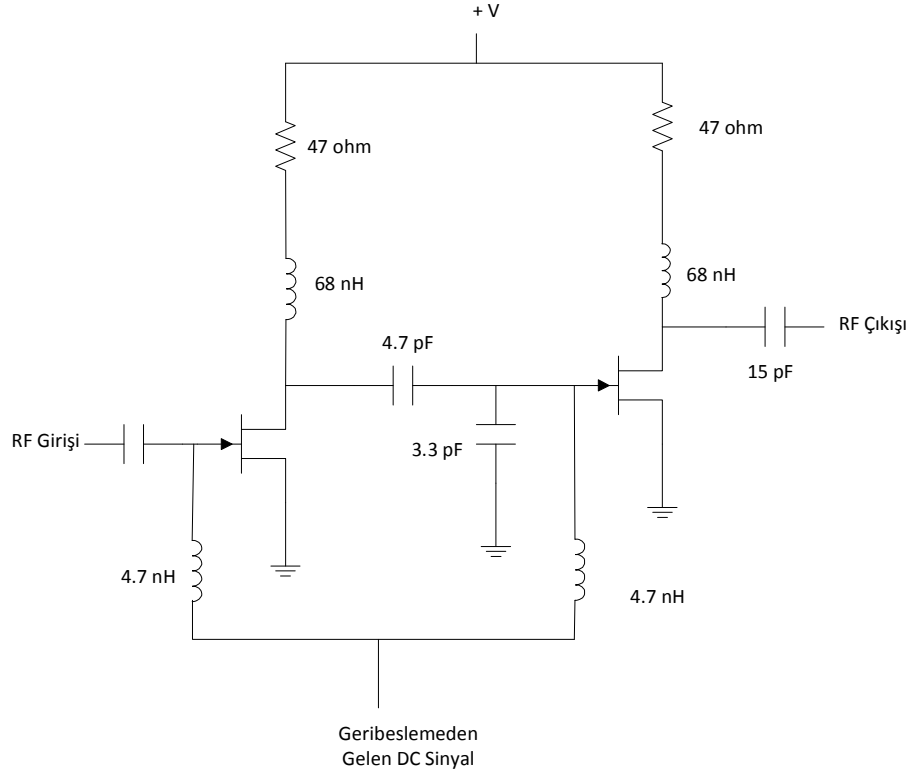
Şekil 3.31. Geribesleme yükseltici

Geribesleme devresindeki direnç değerleri PA'nın çalışma sınıfının tespit edilmesi üzerinde etkilidir. Geribesleme devresinin çıkış gerilimi güç yükselticinin kutuplama seviye kontrolü için kullanılır. Simülasyonlarda geribesleme hattının 2.

komparatörünün (+) girişine çıkış gücünü sabit tutmak için +0.3 V DC referans gerilim tatbik edilmiştir. Bu referans gerilim çıkış gücü ve çalışma sınıfının tespiti üzerinde etkilidir. Uygulama devresinde ise referans gerilim olarak 0.42 – 0.58 V verilerek ölçümler yapılmıştır. İkinci komparatörün (-) girişine ise yönlü kuplör, LTC 5509 ve geribesleme yükseltecinin birinci komparatörü üzerinden DC gerilim uygulanmaktadır.

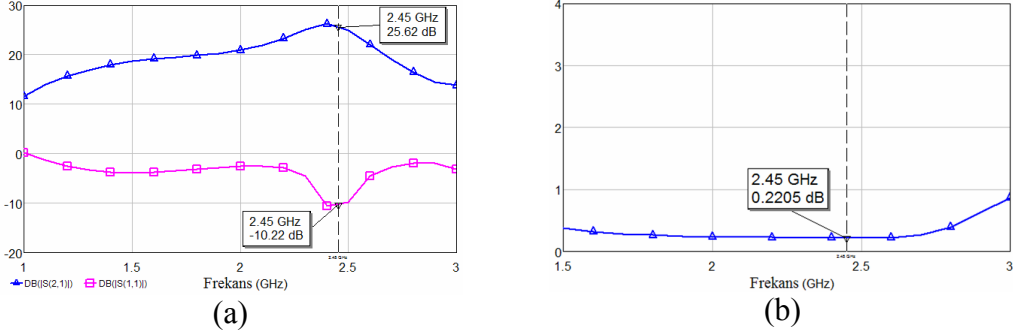
### 3.2.2. Simülasyon sonuçları

RF giriş sinyalinin yükseltme işlemi RF yükselteç devresinde iki tane FET transistör (ATF 55143) kullanılmıştır. ATF 55143'ün aktif bölgede çalışabilmesi  $V_{GS} = 0,3V-0,65 V$  aralığında olmalıdır. Simülasyonlarda  $I_d$  akımı  $\sim 5.7 mA$  olacak şekilde  $R_1$  ve  $R_2$  dirençleri  $47 \Omega$  seçilmiştir. Ayrıca  $V_{GS}$  gerilimi  $\sim 0.4 V$  (0.392 V) olması için  $R_3$  direnci  $12 k\Omega$ ,  $R_4$  direnci  $39 k\Omega$  ve 2. komparatörün (+) girişine uygulanan sabit DC gerilim  $0.3 V$  seçilmiştir. ACC kontrollü PA devresinde kullanılan RF yükselteç katının açık şeması şekil 3.32.'de verilmiştir.



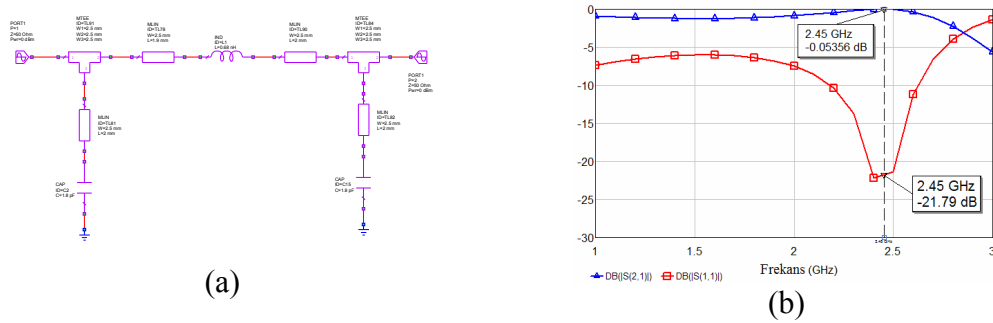
Şekil 3.32. RF yükselteç katının açık şeması

RF yükselteç katının  $S_{11}$  ve  $S_{21}$  grafiği Şekil 3.33.(a)'da ve gürültü faktörü (NF) grafiği şekil 3.33.(b)'de verilmiştir.



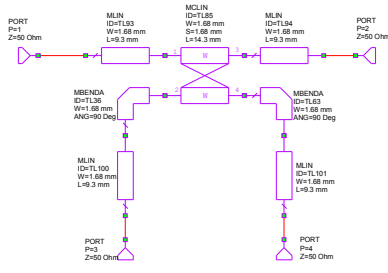
Şekil 3.33. RF güç yükselteci devresinin (a)  $S_{11}$  ve  $S_{21}$  ve (b) gürültü faktörü

AGC kontrollü PA devresinin simülasyonu ve uygulamasında pi empedans uyumlandırma kullanılmıştır. AWR Office'deki simülasyonlarda kullanılan pi empedans uyumlandırma devresi şekil 3.34.(a)'da ve  $S_{11}$  ve  $S_{21}$  parametrelerinin simülasyon sonuçları 3.34.(b)'de verilmiştir.

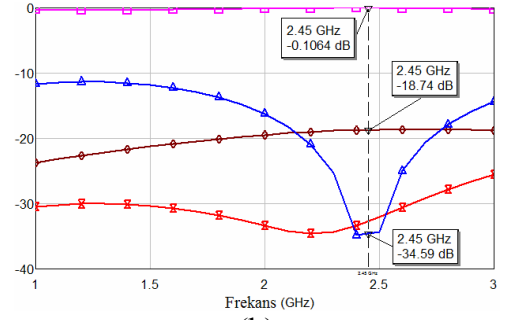


Şekil 3.34. (a) pi uyumlandırma devresi , (b)  $S_{11}$  ve  $S_{21}$  grafiği

RF güç yükselteci devresinin çıkışında yönlü kuplör yer almaktadır. Yönlü kuplör RF sinyalinin ikiye ayırmaktadır. RF sinyalin büyük bir kısmı 0.1064 dB zayıflama ile devre çıkışına verilmektedir. İkinci kısmı ise 18.74 dB zayıflama ile geri besleme hattında referans gerilimle karşılaştırılmak üzere LTC5509 dedektörüne girmektedir. Simülasyonlarda kullanılan yönlü kuplör devresi Şekil 3.35.(a)'da ve simülasyon sonuçları Şekil 3.35.(b)'de verilmiştir.



(a)



(b)

Şekil 3.35. (a) Yönlü koplör devresi (b) Yönlü koplörün S parametreleri

AGC kontrollü PA devresine giren RF sinyali pi empedans uyumlandırma, RF yükselteci, yönlü koplör, dedektör ve geri besleme hattı üzerinden devresinin tamamlamaktadır. Yönlü koplör RF sinyalin büyük bir kısmını devre çıkışına vermektedir. Çok daha az bir kısmı ise geribesleme hattının 2. komperatöründen uygulanan referans gerilimle karşılaştırmak amacıyla dedektör üzerinden geribesleme hattına uygulanmaktadır. Referans gerilim olarak uygulama devresinde 0.4 V ile 0.6 V arasında değişen DC gerilim uygulanmalıdır. Çünkü bu aralıktaki gerilim değerleri dışında uygulanan referans gerilim değeri kazancın düşmesine sebep olmaktadır.

## 4. ARAŞTIRMA BULGULARI VE TARTIŞMA

### 4.1. Proje Düzenegi

Proje çalışması, SDÜ Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü, Mikrodalga Laboratuvarında gerçekleştirilmiştir. Proje uygulama aşamasında kullanılan laboratuvar ekipmanları; mikrodalga deney cihazları, FSH6 Rohde & Schwarz spektrum analizör, 2.4 GHz microwave test transmitter sinyal üretici, RF detektör, çeşitli bilgisayar donanımları, modelleme araçları gerekli bilgisayar yazılımlarıdır. Şekil 4.1.(a)'da, mikrodalga laboratuvarında bulunmakta olan, ölçüm ve devre gerçeklemeleri sırasında kullanılan mikrodalga cihazları ve Şekil 4.1.(b)' de FSH6 Rohde & Schwarz elde taşınabilir spektrum analizör cihazı gösterilmiştir. Baskı devre kartlarının uygulamasının yapıldığı PCB üretim istasyonu şekil 4.2.(a)'da ve devre ölçümlerinin gerçekleştirildiği ölçüm düzeneği Şekil 4.2.(b)'de gösterilmiştir.



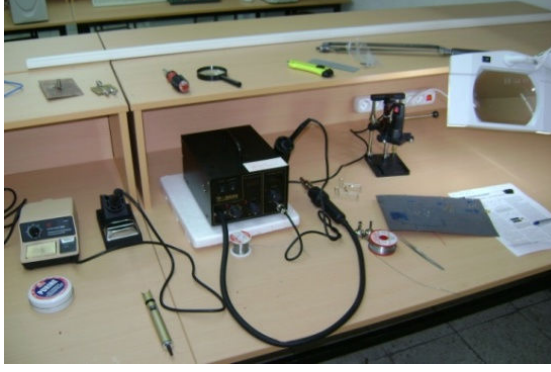
(a)



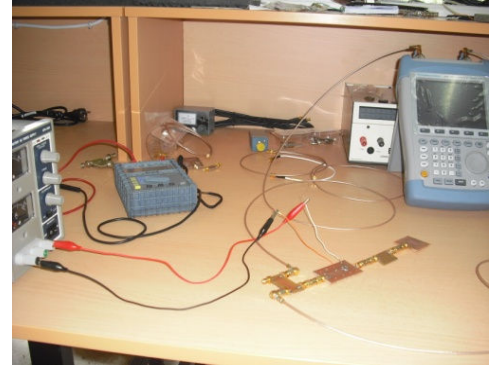
(b)

Şekil 4.1. (a) Mikrodalga laboratuvarı cihazları (b) FSH6 spektrum analizör





(a)



(b)

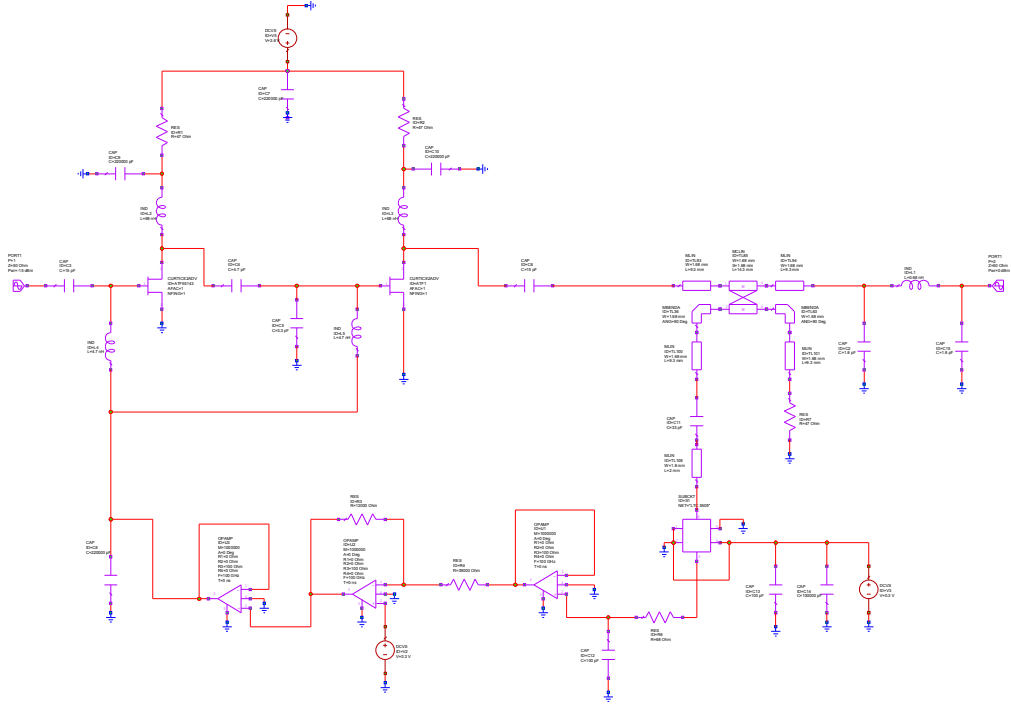
Şekil 4.2. (a) PCB üretim istasyonu (b) ölçüm düzeneği

Güç yükselteci (PA), pi empedans uyumlandırma, yönlü kuplör ve geri besleme hattı uygulamalarının tümünde FR4 olarak adlandırılan dielektrik sabiti 4.6, kalınlığı (h) 1.6 mm olan bir dielektrik alt taban malzemesi kullanıldı. FR4 yüzeyin teknik özellikleri Çizelge 4.1’ de gösterilmiştir.

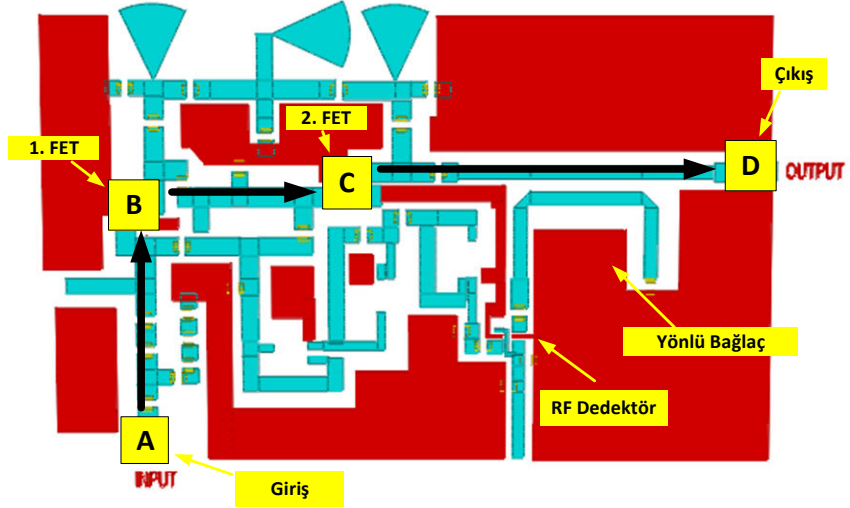
Çizelge 4.1. Yüzey özellikleri

| <i>Yüzey Malzemesi</i> | <i>Dielektrik Sabiti <math>\epsilon_r</math></i> | <i>Kayıp Tanjanı <math>\tan\delta</math></i> | <i>Dielektrik Kalınlığı (h)</i> | <i>Bakır Kalınlığı</i> |
|------------------------|--|--|---------------------------------|------------------------|
| FR4                    | 4.6  | 0.002  | 1.6 mm                          | 1.6 $\mu\text{m}$      |

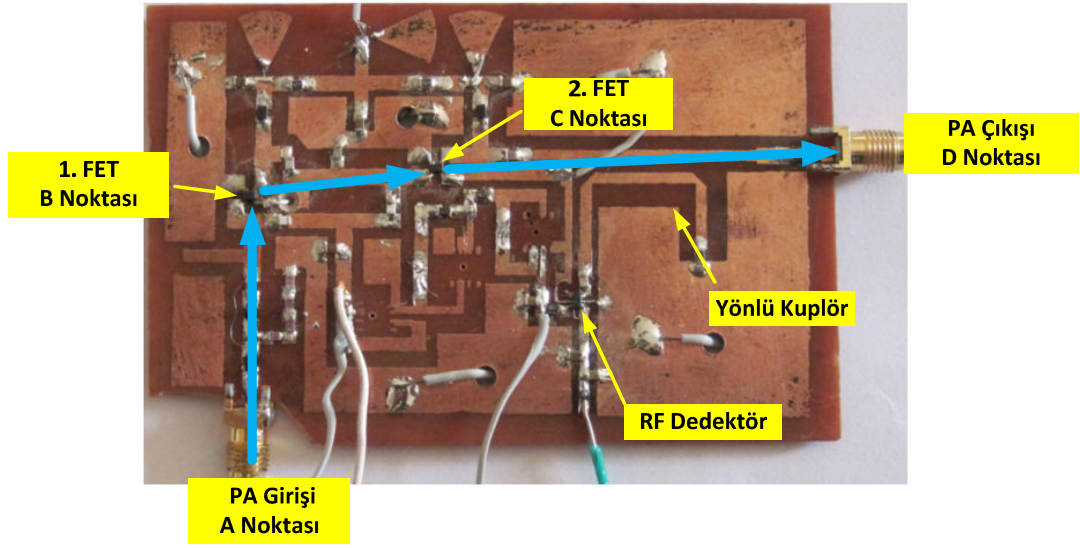
Devrenin AWR Office’deki açık şeması şekil 4.3’te, PCB görüntüsü şekil 4.4’te verilmiştir, baskı devrenin monte edilmiş son hali şekil 4.5’te görülmektedir. Montajı yapılmış devrenin ebatları 9.5 x 6 cm’dir. Devrenin RF girişi A noktası, 1. FET B noktası, 2. FET C noktası ve devrenin RF çıkışı D noktası ile gösterilmiştir. Her iki şekilde de RF hattı oklarla gösterilmiştir.



Şekil 4.3. AGC kontrollü PA devresinin AWR Office'deki açık şeması



Şekil 4.4. AGC kontrollü PA devresinin PBC görüntüsü



Şekil 4.5. AGC kontrollü PA devre kartı

Devrede düşük güç tüketimi göz önünde tutularak RF sinyali yükseltmek için ATF 55143, RF dedektör olarak LTC 5509 ve geri besleme hattında LM 393 komparatör kullanılmıştır. Kullanılan entegrelerin 3.9 V besleme gerilimi altında çektiği akım ve güç tüketim tablosu çizelge 4.2’de görülmektedir.

Çizelge 4.2. Devrede kullanılan entegrelerin çektikleri akım ve güç tüketimi

|           | Çekilen Akım | Güç Tüketimi |
|-----------|--------------|--------------|
| ATF 55143 | 15 mA        | 58.5 mW      |
| LM 393    | 4.8 mA       | 18.72 mW     |
| LTC 5509  | 0.6 mA       | 2.34 mW      |

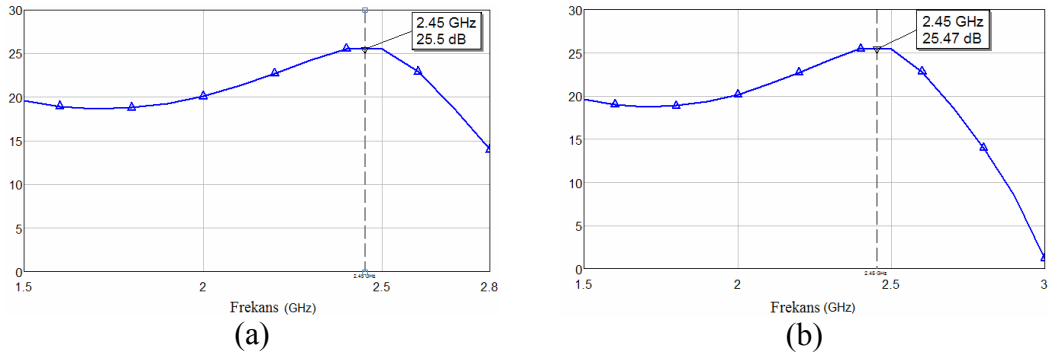
AGC kontrollü PA devresinin güç yükselteci kısmında 16 devre elemanı, geribesleme hattında 12 devre elemanı ve empedans uyumlandırma katında ise 3 eleman olmak üzere toplam 31 devre elemanı kullanılmıştır. Çizelge 4.3’te AGC kontrollü PA devresinde kullanılan malzeme listesi ve malzemelerin özellikleri verilmiştir.

Çizelge 4.3. AGC kontrollü PA devresi malzeme listesi

| AGC Kontrollü PA Devresi        | Açıklama ve Özellik  | Adet |
|---------------------------------|--|------|
| <b>FR4 Malzeme</b>              | h=1.6 mm, $\epsilon_r=4.4$ ,<br>$\tan(\delta)=0.0010$  |      |
| <b>Güç Yükseltici</b>           | Çift Katlı   |      |
| ATF53143                        | 450 MHz to 6 GHz frequency range., SC-70<br>(SOT-343) surface mount plastic package.                 | 2    |
| <b>Komparatör</b>               |  |      |
| LM393                           | 3.9 V VDD, çift komparatör.  | 3    |
| <b>Dedektör</b>                 |  |      |
| LTC5509                         | 300MHz to 3GHz RF Power Detector in SC70<br>Package VCC Range of 2.7V to 6V                          | 1    |
| Kapasitörler                    | 1.8 pf (2), 3.3 pf (1), 4.7 pf (1), 15 pf (2),<br>33 pf (1), 100 pf (2), 220 nf (4), 100 $\mu$ f (1) | 14   |
| Dirençler                       | 47 $\Omega$ (3), 68 $\Omega$ (1), 12 k $\Omega$ (1), 39 k $\Omega$ (1)                               | 6    |
| Bobinler                        | 0.68 nH (1), 4.7 nH (2), 68 nH (2)   | 5    |
| <b>Yönlü Kuplör</b>             | Microstrip Geometri  | -    |
| <b>Pi empedans uyumlandırma</b> | Microstrip Geometri  | -    |
| <b>Toplam malzeme adedi</b>     |  | 31   |

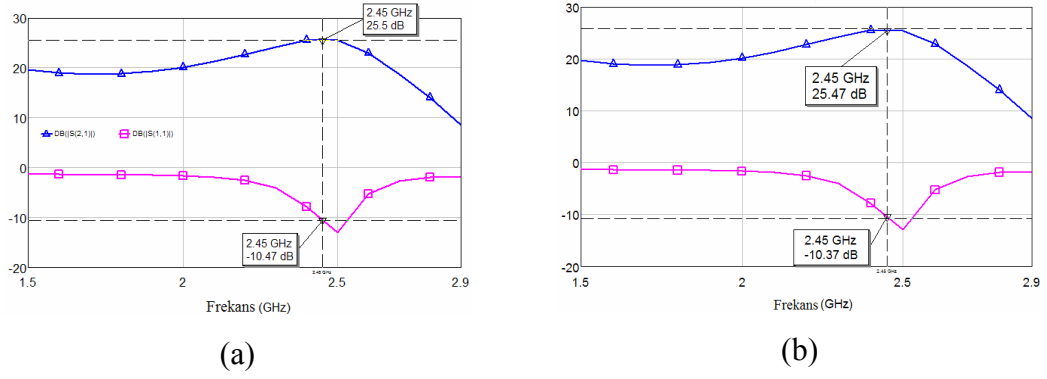
## 4.2. Simülasyon Sonuçları

Simülasyonlarda devre elemanlarının nonlinear modelleri kullanıldığı için simülasyonlardan gerçek ölçüm değerlerine yakın sonuçlar elde edilebilmektedir. Bu yüzden simülasyonlar devre tasarımına ışık tutmaktadır. AWR Office’de yapılan bu simülasyonlar lineer ve lineer olmayan olmak üzere ikiye ayrılabilir. Lineer olmayan simülasyonlar NF, S parametreleri, kazanç, güç spektrumu, giriş – çıkış voltajı (Vtime), giriş empedansı, kararlılık ve VSWR’dir. Lineer simülasyonlardan ise 1 dB bastırma noktası, IP2 ve IP3 çalışmaya eklenmiştir. Bu simülasyon sonuçları sırasıyla değerlendirilmiştir. Şekil 4.6.(a)’da AGC yokken kazanç (GT) grafiği ve Şekil 4.6.(b)’de ise AGC varken kazanç (GT) grafiği görülmektedir.



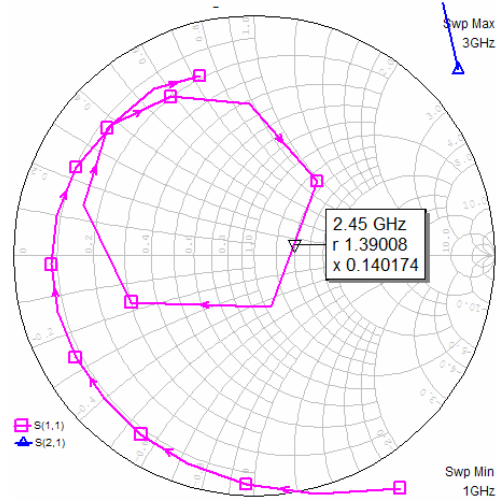
Şekil 4.6. Kazanç (GT) grafiği (a) AGC yokken (b) AGC varken

Tez çalışmasının giriş bölümünde de belirtildiği gibi AGC kontrollü PA’nın devre kazancı  $> 20$  dB,  $S_{11} < -10$  dB olacak şekilde tasarım yapılmıştır. AWR Office’deki GT kazanç simülasyonları sonuçlarına göre AGC yokken kazanç = 25.5 dB olarak ve  $S_{11} = -10.47$  dB olarak ölçülmüştür. AGC varken kazanç = 25.47 dB ve  $S_{11} = -10.37$  dB olarak ölçülmüştür. Şekil 4.7. (a)’da AGC yokken ve şekil 4.7.(b)’de ise AGC varken  $S_{11}$  ve  $S_{21}$  parametrelerinin grafiği görülmektedir.



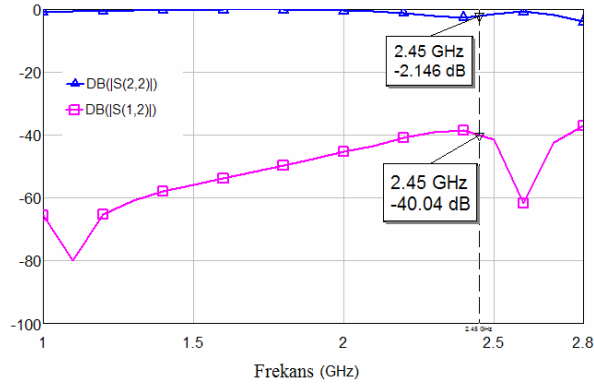
Şekil 4.7. (a) AGC yokken, (b) AGC varken S<sub>11</sub> ve S<sub>21</sub> parametreleri

Şekil 4.8'd e tasarlanan devrenin S<sub>11</sub> ve S<sub>21</sub> parametrelerinin smith abağı üzerindeki görüntüsü verilmiştir. AGC varken S<sub>11</sub>=1.39 + j 0.14 olarak ölçülmüştür.



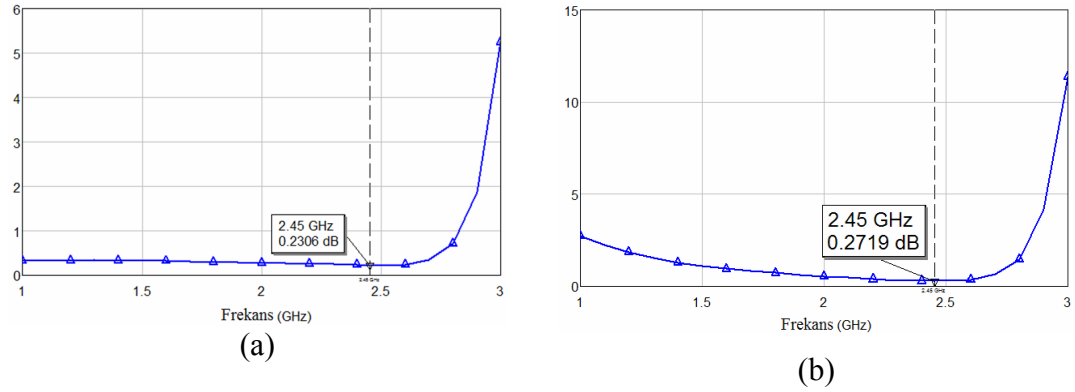
Şekil 4.8. AGC varken S<sub>11</sub> ve S<sub>21</sub> parametreleri

S<sub>22</sub> çıkıştaki yansımayı belirtir. Bu değer de S<sub>11</sub> gibi düşük olması istenir. Çünkü bu değer düşük olursa yükselteç katından çıkan yükseltilmiş sinyal çok az kayıplarla çıkış portuna ulaşır. Eğer S<sub>22</sub> düşük olmazsa, daha fazla güce sahip yükseltilmiş sinyal yükselteç katına yansiyarak sisteme zarar verebilir, transistörü yakabilir. Şekil 4.9'da tasarlanan devrenin S<sub>22</sub> parametresinin simülasyonu verilmiştir.



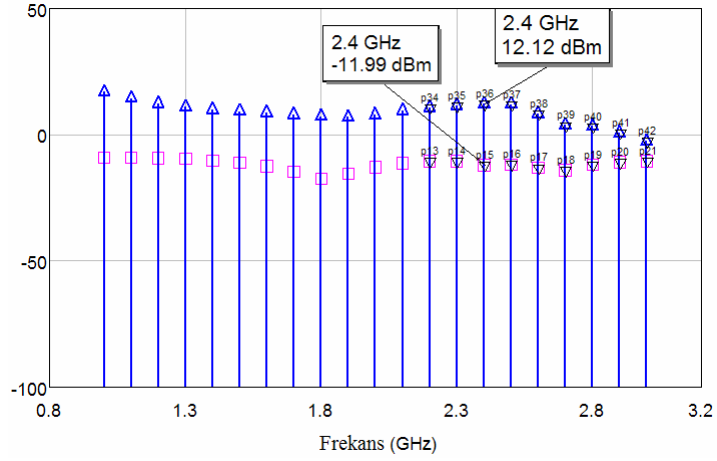
Şekil 4.9. AGC varken  $S_{12}$  ve  $S_{22}$  parametresi

Gürültü şekli (NF) grafiği AGC yokken şekil 4.10.(a)'da 0.2306 dB ve AGC varken şekil 4.10.(b)'de 0.2719 dB ölçülmüştür. AGC eklendikten sonra devre elemanlarının sayısının artmasından dolayı NF'nin arttığı görülmüştür.



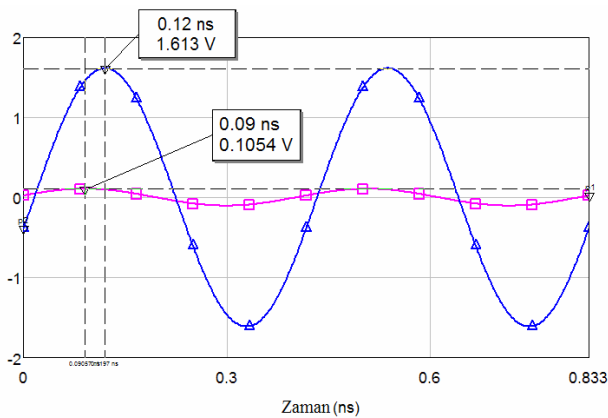
Şekil 4.10. (a) AGC yokken (b) AGC varken gürültü şekli grafiği

Güç spektrumu simülasyonunun amacı AGC kontrollü PA'ya verilen sinyalin yan bantlardaki güç taşmasını görmek, bu harmonikleri gerekirse bastırarak sistemin hatasız çalışmasını sağlamaktır. Grafikte pembe darbeler giriş portundaki harmonikleri, mavi darbelerse çıkış portundaki harmonikleri gösteriyor. Çıkıştaki harmonikle girişteki harmoniğin değeri arasındaki fark, bu frekanstaki kazancı verir. Simülasyonlarda 2.45 GHz'de girişte -11.99 dBm, çıkışta ise 12.12 dBm harmonik ölçülmüştür. Şekil 4.11'de AGC kontrollü PA devresinin spektrum çıktısı görülmektedir.



Şekil 4.11. AGC varken güç spektrumu çıktısı

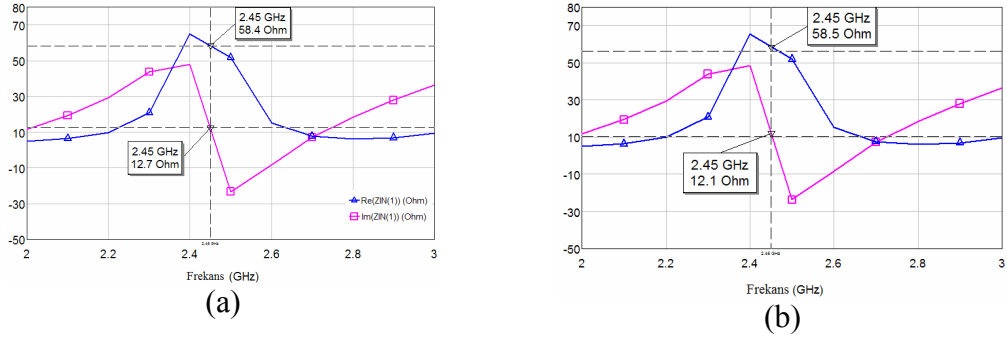
Şekil 4.12'de zamana göre giriş ve çıkış eğrilerinin şekli verilmiştir. Bu grafikte pembe hat girişteki gerilim dalga şeklini ve mavi hat çıkıştaki gerilim dalga şeklini gösteriyor ve sol taraftaki eksene göre hesaplanıyor. Zaman domenindeki analiz (time – domain analysis) sonucu olarak şunu söyleyebiliriz ki, girişle çıkıştaki dalgaların arasında bir faz farkı oluşuyor. Ayrıca dalga şeklinin bozulmadığı görülüyor, dalga şeklinin bozulmaması, girişe verilen sinüsoidal sinyalin bozulmadan dışarıya verilmesi demektir. Bununla beraber zaman domenindeki analiz, girişle çıkış aynı grafikte çizildiğinde hem gerilim, hem de akımda belirgin bir şekilde kazancın olması, yani girişteki gerilim veya akımın maksimum değerinin çıkıştaki gerilim veya akımın maksimum değerinden belirli oranda düşük olmasıdır ki, bu da zaten girişle çıkış arasında kazancın olması anlamına geliyor.



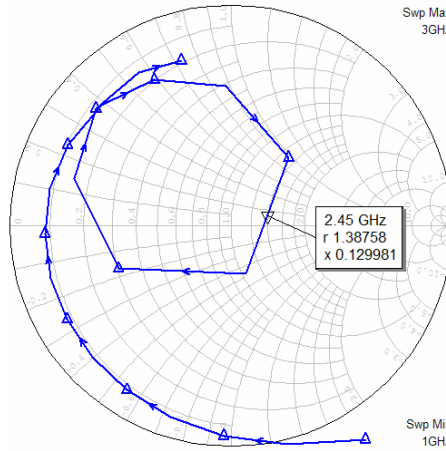
Şekil 4.12. AGC varken zaman - giriş ve çıkış grafiği



2.45 GHz’de AGC yokken giriş empedansı ( $Z_{in}$ ) = 58.40+ j 12.70  $\Omega$  olarak ve AGC varken giriş empedansı ( $Z_{in}$ ) = 58.50 + j 12.10 $\Omega$  ölçülmüştür. Şekil 4.13’de giriş empedansı – frekans grafiği verilmiştir. Şekil 4.14’de ise giriş empedansı – frekans grafiğinin smith abağı üzerindeki eğrisi verilmiştir. Dereye AGC eklenmesiyle giriş direncinin değiştiği görülmüştür, aynı etki çıkış direnci üzerinde de olacaktır. Smith abağında ise  $Z_{in}=1.38 + j 0.12$  olarak ölçülmüştür.

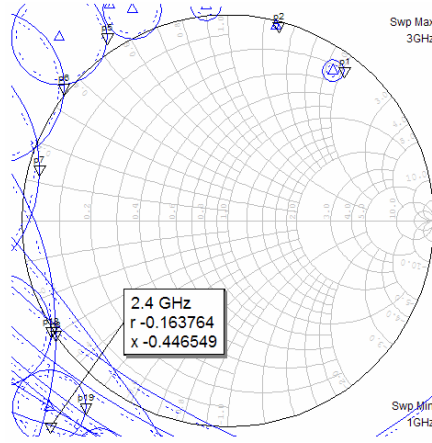


Şekil 4.13. (a) AGC yokken (b) AGC varken giriş empedansı grafiği



Şekil 4.14. Giriş empedansı – frekans grafiğinin smith abağı üzerindeki grafiği

Kararlılık dairelerinin smith abağını kesmediği noktalarda devre kararlıdır. Şekil 4.15’deki simülasyonda da görüldüğü gibi AGC kontrollü PA devresi 2.45 GHz frekansında kararlıdır.



Şekil 4.15 AGC varken smith abağında kararlılık grafiği

Duran dalga oranı (VSWR) empedans uyumlandırma yapılmamış bir iletim hattında yansıyan sinyal ile giriş sinyali arasındaki veya minimum sinyal ile maksimum sinyal arasındaki orandır. Bir frekans kaynağının çıkışı ile aynı empedanslı iletim hatlarında ve yükün giriş empedansına eşit olduğu iletim hattında, duran veya yansıyan dalga yoktur. Ancak, mevcut iletim hattında yüksek duran dalga oranı (VSWR) varsa, hattın dielektrik ve/veya kablosuz vericilerin son yükselteciindeki zararlar ve RF kayıpları artabilir (Sayre, 2001). VSWR (Voltaj Durağan Dalga Oranı) hattın uyumsuzluğunu ölçen parametredir ve eşitlik (4.1)'de ifade edilmektedir. VSWR=1 olması durumunda kaynaktan elde edilen gücün tamamı yüke aktarılacaktır, yani  $P_L = P_{AVS}$  olacaktır.

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (4.1)$$

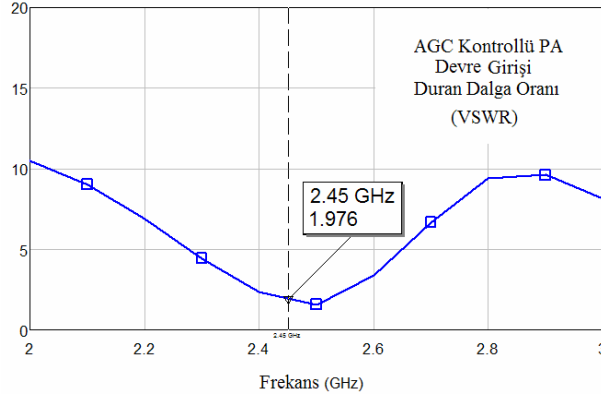
Burada;

$P_{AVS}$  = Maksimum kaynak gücü

$P_L$  = Yükün çektiği güç,

2.45 GHz için VSWR=1.976 iken eşitlik (4.1)'e göre yansıma katsayısı  $|\Gamma| = 0.328$ 'dir. Giren gücün yükten yansıyan güce oranı  $|\Gamma|^2 = 0.1075$ 'dir. Bunun anlamı giren gücün % 10.75'inin yük tarafından geri yansıtıldığını, % 89.25'ni ise AGC kontrollü PA devresine yükseltmek için girdiği anlaşılmaktadır. Şekil 4.16'da AGC

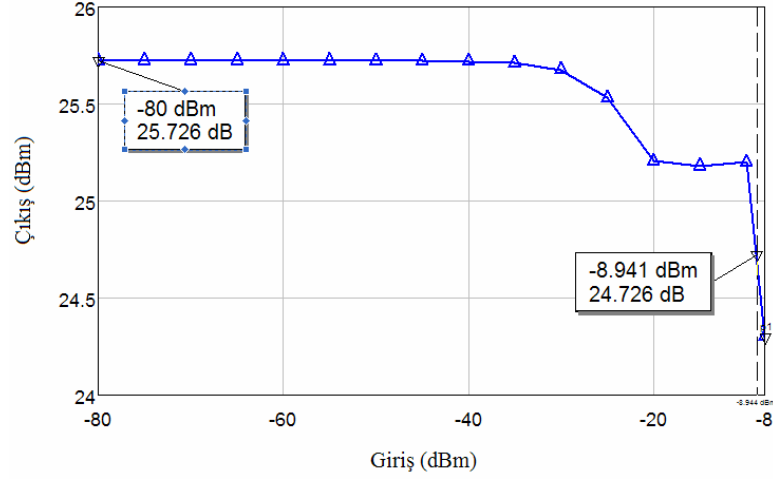
kontrollü PA devresinin VSWR grafiğinde de görüldüğü gibi girişteki yansımalar çok azdır. Gelen gücün en az % 89.25'i yükselteç katına ulaşmaktadır.



Şekil 4.16. AGC varken VSWR grafiği

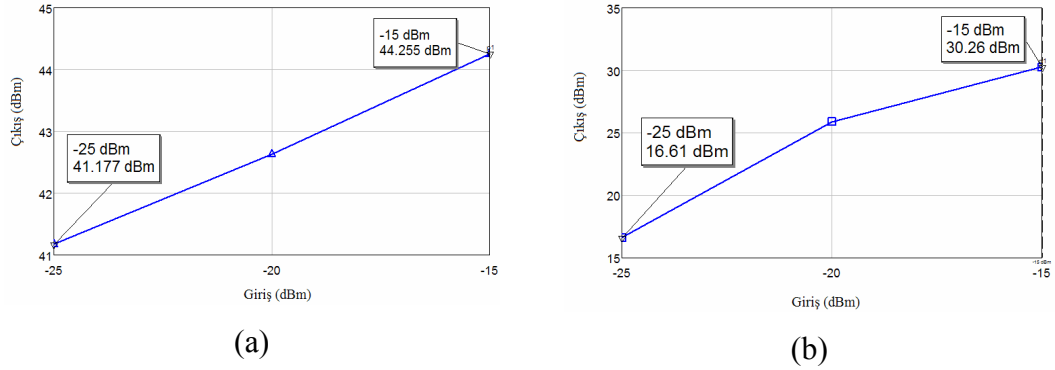
Bir yükseltecin sonsuz değere kadar lineer olarak yükseltme yapması istenir, yani giriş gücüyle çıkış gücü arasındaki oranın sabit olması istenir. Fakat gerçek yükselteçler belirli değerden sonra doyuma ulaşırlar ve bu değerden sonra giriş gücü artsa bile, çıkış gücü değişmez. Bu değerden sonra yükseltecin kazancı düşmeye başlar. Bu noktaya 1 dB bastırma noktası (1dB compression point) denilir ve  $P_{1dB}$  ile gösterilir.  $P_{1dB}$ 'nin anlamıysa, bu değerden fazla güç verilirse, yükseltecin lineer çalışmayacağı anlamına gelir. Yani giriş gücü her zaman  $P_{1dB}$  noktasındakinden düşük olmalıdır, aksi takdirde kazanç düşeceği için aynı performans sağlanmaz.

Şekil 4.17'deki simülasyon 2450 MHz için  $P_{1dB}$ 'yi gösteriyor ve sol eksene göre hesaplanıyor. Bu ölçümde AGC kontrollü PA'nın girişine değişken güç değerleri (swept power) verilerek devrenin buna yanıtı inceleniyor. X – ekseninde giriş gücü, Y – eksenindeyse kazanç çiziliyor. Görüldüğü gibi, belirli güç değerlerinden sonra kazanç, yaklaşık olarak lineer olduğu durumdan çıkıyor ki, bu da gayet normal durumdur. Giriş gücü -80 dBm'den -8 dBm'e kadar veriliyor, -8.941 dBm'de 1 dB düştüğü görülüyor. AGC kontrollü PA için 1 dB düşme noktası ne kadar fazla olursa, o kadar iyi olur, çünkü  $P_{1dB}$ 'nin fazla olması, AGC kontrollü PA'ya daha yüksek değerlerde güç verilebileceği anlamına gelir. AGC kontrollü PA devresinin  $P_{1dB}$  simülasyonu şekil 4.17'de verilmiştir. Girişin -8.941 dBm olduğu noktada 1 dB düşme olmaktadır.



Şekil 4.17. AGC varken 1 dB bastırma noktası grafiği

Bilindiği gibi, temel frekansın katları olan harmoniklerin de belirli bir kazançla yükselmesi gerçekleşir. Bu harmoniklerin eğimi daha fazla olduğundan idealde temel frekansın kazanç eğrisiyle harmoniklerin kazanç eğrisi belirli değerde kesişir. Bu, ikinci harmonikse IP2, üçüncü harmonikse IP3 olarak isimlendirilir. Şekil 4.18'de AGC kontrollü PA devresinin IP2 ve IP3 grafikleri verilmiştir.

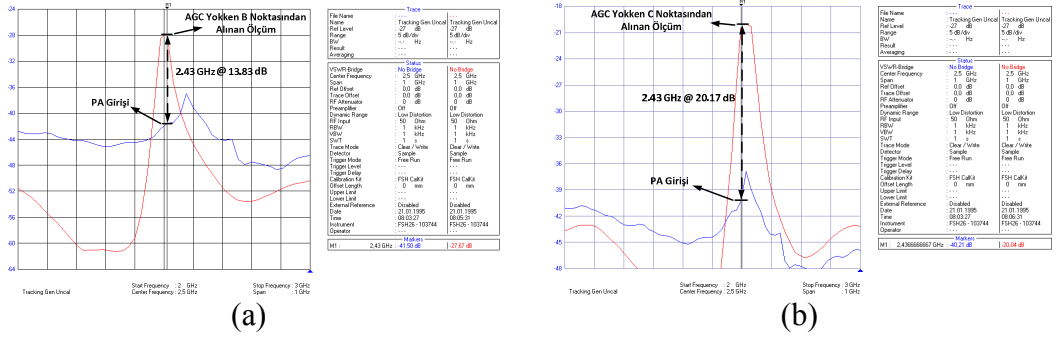


Şekil 4.18. AGC varken (a) IP2 grafiği (b) IP3 grafiği

### 4.3. Bulgular

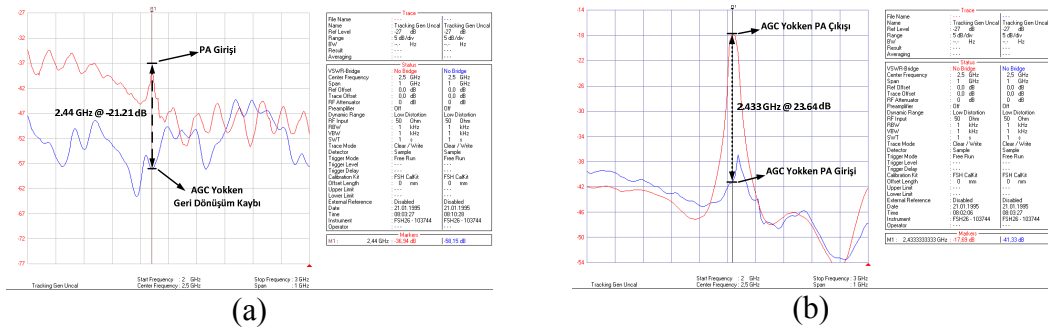
FSH6 Rohde & Schwarz spektrum analizör ve 2.4 GHz microwave test transmitter sinyal üretici cihazlarıyla yapılan ölçümlerde AGC yokken B noktasında (1. FET çıkışı) 2.43 GHz'de 13.83 dB kazanç sağlanmaktadır, C noktasında ise (2. FET

çıkışı) 2.43 GHz’de 6.34 dB kazanç sağlanmaktadır. RF yükseleç katlarından elde edilen toplam kazanç 20.17 dB’dir. AGC yokken B noktası kazanç grafiği şekil 4.19.(a)’da ve C noktası kazanç grafiği şekil 4.19.(b)’de gösterilmiştir.



Şekil 4.19. AGC yokken (a) B noktasının (b) C noktasının kazancı

Mikrodalga yükseleç tasarımı performansı için en önemli parametrelerden biri geri dönüşüm kaybı (return loss) dır. Geri dönüşüm kaybı sistemin parçaları arasındaki veya iletim hatları arasındaki empedans uyumsuzluğu nedeniyle gönderilen gücün bir kısmının yansyarak geri dönmesi sonucu oluşan güçtür. Geri dönüşüm kaybının ölçümünde yararlanılacak deney düzeneğinin temel elemanı yönlü koplördür. Yönlü koplörler mikrodalga sistemlerde yansıyan, iletilen sinyallerden örnekler almamızı sağlayan bir yüksek frekans ölçüm elemanıdır (Pozar, 1998). AGC yokken geri dönüşüm kaybı (return loss) 2.44 GHz’de -21.21 dB olarak ölçülmüştür, kazanç ise 2.433 GHz’de 23.64 dB ölçülmüştür. Şekil 4.20.(a)’da AGC yokken geri dönüşüm kaybı grafiği ve şekil 4.20.(b)’de ise giriş – çıkış grafiği (D noktasının kazancı) gösterilmiştir.



Şekil 4.20. AGC yokken (a) geri dönüşüm kaybı (b) çıkış grafiği

AGC yokken yapılan simülasyonlarda kazanç 25.50 dB,  $S_{11} = -10.47$  dB olarak ölçülmüştür. AGC yokken yapılan devre ölçümlerinde ise kazanç 23.64 dB ve  $S_{11} = -21.21$  dB ölçülmüştür.

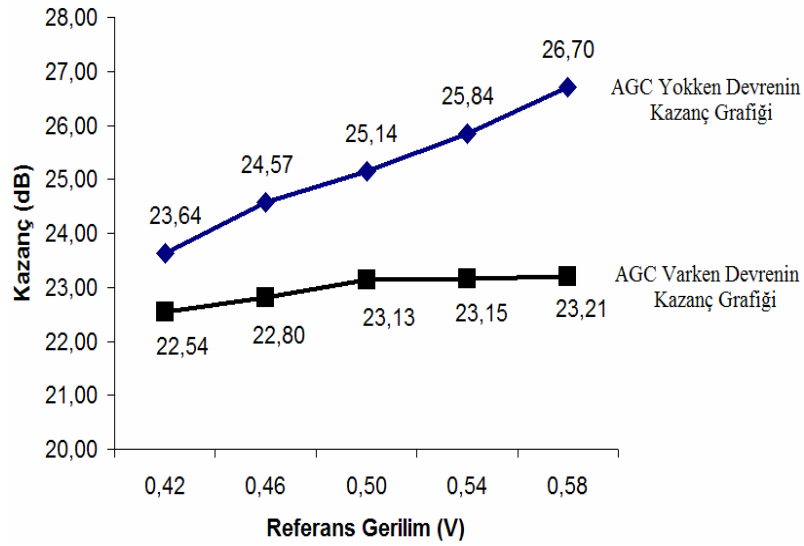
Güç yükselteçlerinde çıkış sinyalindeki geniş genlik değişimleri bilgi kaybına veya sistemde kabul edilemez bir performansa neden olabilir (Martinez, 2001; Rosu, 2010). Bunun önüne geçmek için güç yükselteci devresine AGC (Automatic Gain Control) sistem eklenmiştir. Ayrıca AGC devresi kullanılarak PA'nın kullanılabilir dinamik aralığı ile devrenin kararlılığını artır ve uygulanan referans gerilime bağlı olarak sabit çıkış gücü elde edilir. Maksimum giriş sinyal genliğinin minimum giriş sinyal genliğine oranı dinamik aralık olarak ele alınabilir (Rosu, 2010). Yukarıda da belirtildiği gibi güç yükselteçlerinde AGC sistem kullanılarak yükseltecin çıkış akımının ve çalışma noktasının sabit tutulması, yükseltecin bant genişliğinin artırılması (geniş bir frekans bandında sabit kazanç sağlanması), distorsiyonun (çıkış gerilimindeki aşırı dalgalanmaların) azaltılması, dışarıdan gelen parazitlerin etkisinin azaltılması, yükseltecin giriş ve çıkış dirençlerinin değiştirilmesi amaçlanmaktadır.

AGC yokken FET'lerin G girişine ve AGC varken geri besleme hattının 2. komperatörünün (+) girişine 0.42, 0.46, 0.50, 0.54, 0.58 V DC gerilim uygulanarak devrenin AGC'li ve AGC'siz çalışmaları kıyaslanmıştır. Bu kıyaslama tablo halinde Çizelge 4.4'te verilmiştir.

Çizelge 4.4. Referans gerilimindeki değişimlere göre AGC'li ve AGC'siz devre kazancının karşılaştırılması tablosu

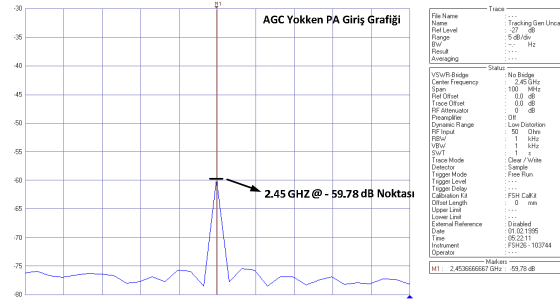
| Referans Gerilim Değeri | İki Katlı ATF 55143'ün Devre Kazancı | AGC Kontrollü PA'nın Devre Kazancı |
|-------------------------|--------------------------------------|------------------------------------|
| 0.42 V                  | 23.64 dB                             | 22.54 dB                           |
| 0.46 V                  | 24.57 dB                             | 22.80 dB                           |
| 0.50 V                  | 25.14 dB                             | 23.13 dB                           |
| 0.54 V                  | 25.84 dB                             | 23.15 dB                           |
| 0.58 V                  | 26.70 dB                             | 23.21 dB                           |

Çizelge 4.4'den de anlaşılacağı gibi AGC yokken referans gerilimindeki değişimlere göre  $26.70 - 23.64 = 3.06$  dB fark oluşmaktadır. Devreye AGC sistem eklendiğinde aynı referans gerilimlere göre söz konusu fark  $23.21 - 22.54 = 0.67$  dB olarak gerçekleşmiştir. Şekil 4.21'de referans gerilimindeki değişimlere göre AGC'li ve AGC'siz devre kazancının değişim grafiği verilmiştir. Şekil 4.21'deki grafik gerçek AGC transfer fonksiyonu (Bkz. Şekil 3.22) grafiğine benzemektedir. AGC'li durum A-D-F eğrisine benzemektedir.

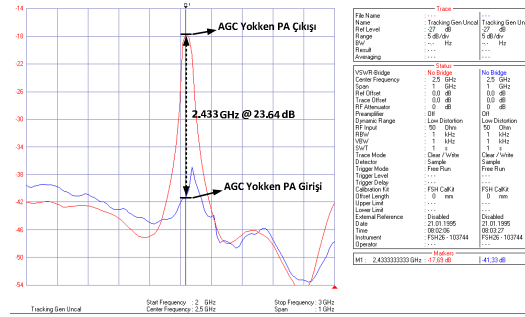


Şekil 4.21. Referans gerilimindeki değişimlere göre AGC'li ve AGC'siz devre kazancının değişim grafiği

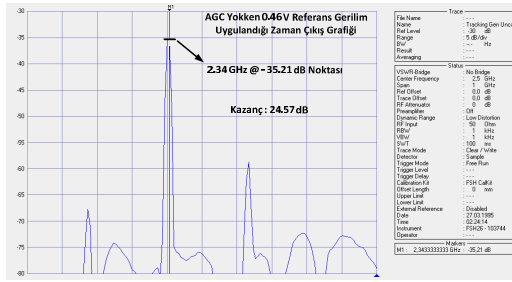
Şekil 4.20.'deki AGC'li durum grafiği incelendiğinde güç yükselticine AGC eklendikten sonra çıkış akımının sabit kaldığı (çok az değiştiği), çalışma noktasının sabit kaldığı fakat AGC'siz duruma göre kazancın düştüğü görülmektedir. Şekil 4.22'de AGC yokken PA devresi girişine uygulanan sinyal görülmektedir. Giriş sinyali 2.45 GHz frekansında ve FSH analizör cihazının -59.78 noktasındadır. Şekil 4.23'de ise AGC yokken PA devresindeki FET'lerin G girişine 0.42 V- 0.58 V arasında gerilim değeri uygulandığında devrenin kazanç grafikleri verilmiştir. Şekil 4.24'de AGC varken PA devresi girişine uygulanan sinyal görülmektedir. Giriş sinyali 2.45 GHz frekansında ve FSH analizör cihazının -58.82 noktasındadır. Şekil 4.25'te ise AGC varken PA devresinin geri besleme hattının 2. komperatörüne 0.42V- 0.58V arasında referans gerilimi uygulandığında devrenin kazanç grafikleri verilmiştir.



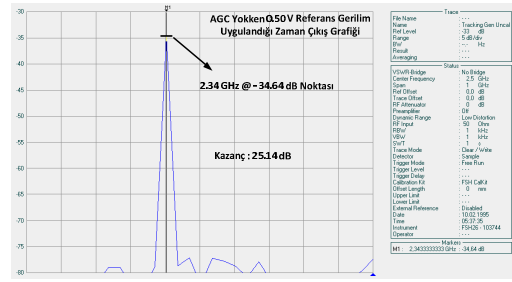
Şekil 4.22. AGC yokken PA devresi girişi



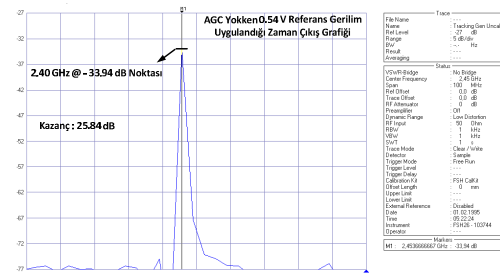
(a)



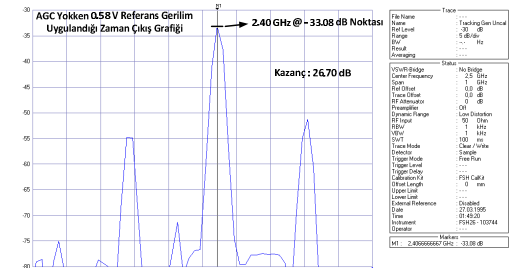
(b)



(c)



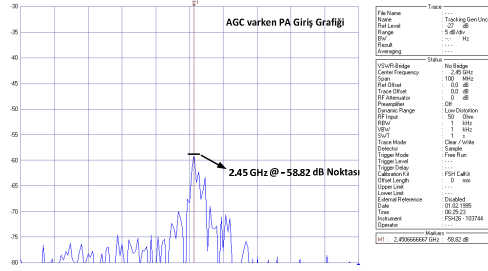
(d)



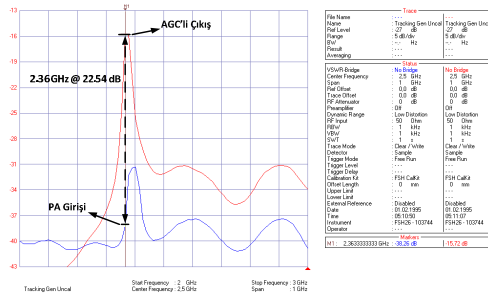
(e)

Şekil 4.23. AGC yokken referans gerilim olarak (a) 0.42 V (b) 0.46 V (c) 0.50 V (d) 0.54 V (e) 0.58 V uygulandığı zaman devre kazanç grafikleri

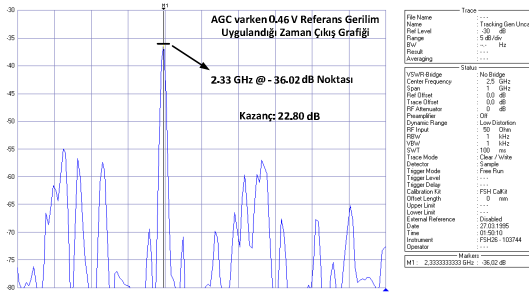




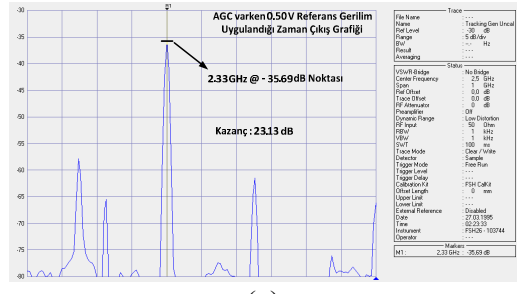
Şekil 4.24. AGC varken PA devresi girişi



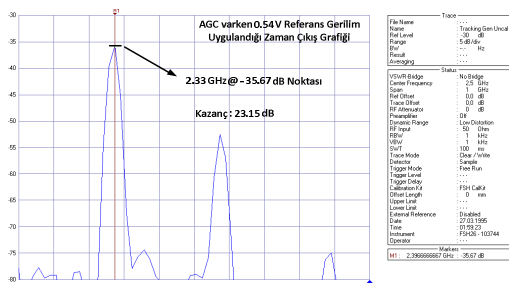
(a)



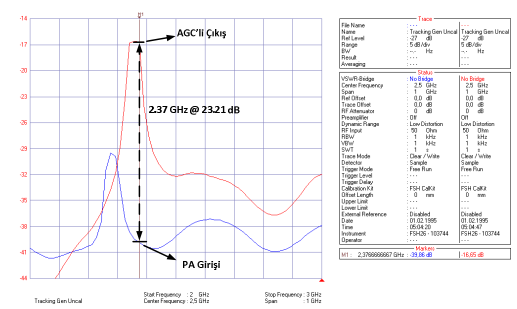
(b)



(c)



(d)



(e)

Şekil 4.25. AGC varken referans gerilim olarak (a) 0.42 V (b) 0.46 V (c) 0.50 V (d) 0.54 V (e) 0.58 V uygulandığı zaman devre kazanç grafikleri

Şekil 4.23'te de görüldüğü gibi AGC yokken PA devresindeki FET'lerin G girişine 0.42 V- 0.58 V arasında gerilim değeri uygulandığında 2.34 GHz ile 2.43 GHz frekans aralığında ve 23.64 - 26.70 dB arasında değişen kazanç değerleri elde edilmiştir. Bu kazanç değerleri tez çalışmasının başında hedeflenen kazanç >20 dB olma şartını sağlamaktadır. Çalışma frekansı olarakta istenilen değerlerde kalmıştır.

Şekil 4.25'te de görüldüğü gibi AGC varken PA devresinin geri besleme hattının 2. komperatörüne 0.42V- 0.58V arasında referans gerilimi uygulandığında 2.33 GHz ile 2.40 GHz frekans aralığında ve 22.54 - 23.21 dB arasında değişen kazanç değerleri elde edilmiştir. Bu kazanç değerleri AGC'siz durumda da olduğu gibi tez çalışmasının başında hedeflenen kazanç >20 dB olma şartını sağlamaktadır. Yine AGC'siz durumda olduğu gibi çalışma frekansı olarakta istenilen değerlerde kalmıştır.

Empedans uyumlandırma kullanılarak ve empedans uyumlandırma kullanılmadan ayrıca AGC kullanılarak ve AGC kullanılmadan yapılan simülasyon sonuçları çizelge 4.5'te ve devre uygulamasının ölçüm sonuçları ise çizelge 4.6'da verilmiştir.

Çizelge 4.5. AGC kontrollü PA'nın simülasyon tablosu

|   | <b>RF Güç Yükseltici (2 x 55143)</b> | <b>AGC kontrollü PA</b> | <b>RF Güç Yükseltici (2 x 55143)</b> | <b>AGC kontrollü PA</b> |
|---|--------------------------------------|-------------------------|--------------------------------------|-------------------------|
|   | (Empedans Uyumlandırma Yokken)       |                         | (Empedans Uyumlandırma Varken)       |                         |
| <b>Vdd</b>  | 3.6 V                                | 3.6 V                   | 3.6 V                                | 3.6 V                   |
| <b>Çalışma frekansı (GHz)</b>                             | 2.45 GHz                             | 2.45 GHz                | 2.45 GHz                             | 2.45 GHz                |
| <b>-3 dB bant genişliği (<math> S_{21} </math>) GHz</b>   | 1.752 - 2.699                        | 1.704 – 2.698           | 1.946 – 2.576                        | 1.937 – 2.575           |
| <b>Frekans aralığı (<math> S_{11}  &lt; -10dB</math>)</b> | 2.539-2.441                          | 2.538-2.442             | 1.746 - 2.667                        | 1.730-2.672             |
| <b>Gürültü şekli (dB)</b>                                 | 0.2306                               | 0.2719                  | 0.244                                | 0.2889                  |
| <b>Kazanç (dB)</b>  | 25.50                                | 25.47                   | 25.35                                | 25.32                   |
| <b>Giriş geri dönüş kaybı (dB)</b>                        | -10.47                               | -10.37                  | -9.492                               | -9.408                  |
| <b>Çıkış geri dönüş kaybı (dB)</b>                        | -2.121                               | -2.143                  | -1.943                               | -1.967                  |
| <b>S<sub>11</sub> dip noktası (GHz)</b>                   | 2.5                                  | 2.5                     | 2.5                                  | 2.5                     |
| <b>Güç tüketimi</b>                                       | 40.89 mW                             | 41.12 mW                | 40.89 mW                             | 41.12 mW                |
| <b>Akım tüketimi</b>                                      | 11.36 mA                             | 11.42 mA                | 11.36 mA                             | 11.42 mA                |
| <b>Kararlılık (K)</b>                                     | 1.133                                | 1.15                    | 1.13                                 | 1.148                   |
| <b>Komponent sayısı</b>                                   | 16                                   | 28                      | 19                                   | 31                      |

Çizelge 4.6. AGC kontrollü PA'nın ölçüm tablosu

|   | <b>RF Güç Yükseltici (2 x 55143)</b> | <b>AGC Kontrollü PA</b> | <b>Ref. [Multanen vd, 2004]</b> | <b>Ref. [Belen, 2011]</b> |
|---|--------------------------------------|-------------------------|---------------------------------|---------------------------|
|   | (Empedans Uyumlandırma Yokken)       |                         |                                 |                           |
| <b>Vdd</b>  | 3.9 V                                | 3.9 V                   | 3.2 V                           | 5V                        |
| <b>Çalışma frekansı (GHz)</b>                                 | 2.43                                 | 2.36 - 2.37             | -                               | 2.47                      |
| <b>-3 dB Bant genişliği (<math> S_{21} </math>) GHz</b>       | 0.010                                | 0.008                   | -                               | ~ 0.032                   |
| <b>Frekans aralığı (<math> S_{11}  &lt; -10dB</math>) GHz</b> | 2 – 2.463                            | -                       | -                               | -                         |
| <b>Gürültü şekli (dB)</b>                                     | -                                    | -                       | 5                               | -                         |
| <b>Kazanç (dB)</b>  | 23.64-26.70                          | 23.21- 22.54            | 31.2                            | 32.78                     |
| <b>Giriş geri dönüş kaybı (dB)</b>                            | -21.21                               | -                       | - 9.2                           | -30.7                     |
| <b>Çıkış geri dönüş kaybı (dB)</b>                            | -                                    | -                       | - 9.4                           | -15                       |
| <b>S<sub>11</sub> dip noktası (GHz)</b>                       | 2.386 GHz                            | -                       | -                               | -                         |
| <b>Güç tüketimi</b>   | 117 mW                               | 175.5 mW                | -                               | ~550 mW                   |
| <b>Akım tüketimi</b>  | 30 mA                                | 45 mA                   | 70 mA                           | ~110 mA                   |
| <b>Kararlılık (K)</b>   | -                                    | -                       | -                               | -                         |
| <b>Komponent sayısı</b>                                       | 16                                   | 28                      | -                               | 20                        |

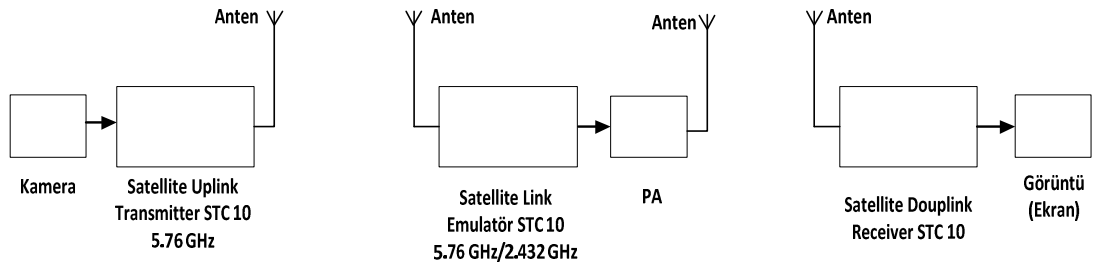
Çizelge 4.5 ile çizelge 4.6 kıyaslandığında simülasyon sonuçları ile uygulama devresinden alınan ölçüm sonuçlarının paralellik gösterdiği görülmektedir. Simülasyon sonuçlarına göre besleme gerilimi olarak 3.6 V iken akım tüketimi 11.36 mA ile 11.42 mA arasında ve güç tüketiminin ise 40.89 mW ile 41.12 mW arasında değiştiği görülmektedir. Bu kadar düşük güç tüketimine rağmen 25 dB ile 25.90 dB arasında değişen kazanç elde edilmiştir. NF'nin 0.2306 dB ile 0.2720 dB arasında, geri dönüşüm kaybının ise -10.37 dB ile -10.82 dB arasında değiştiği görülmüştür. Bütün bu simülasyon değerleri bir PA tasarımı için arzu edilen sınırlar içerisinde.

Devreden alınan ölçüm sonuçlarına göre ise besleme gerilimi olarak 3.9 V iken akım tüketimi 30 mA ile 45 mA arasında ve güç tüketiminin ise 117 mW ile 175.5 mW arasında değiştiği görülmektedir. elde edilen kazanç 22.54 dB ile 26.70 dB aralığında değişmektedir. Geri dönüşüm kaybı ise -21.21 dB olarak ölçülmüştür. Elde edilen ölçüm sonuçları ile simülasyon sonuçları genelde yakınlık göstermektedir ve ölçüm sonuçları kablosuz ISM bandı haberleşme sistemleri için düşük güçlü PA devresi için yeterli değerdedir.

2.4 GHz ISM bandına uygun anten kontrolü için VGA (Multanen vd, 2004) çalışmasında NF 5 dB, kazanç 31.2 dB, giriş geri dönüş kaybı - 9.2 dB olarak ölçülmüştür. Aktif Modüller Kullanarak 2.4 Ghz ISM Bandı Kablosuz Haberleşme Sistemleri İçin Entegre Alıcı Verici Sistem Tasarımı (Belen, 2011) çalışmasında ise kazanç 32.78 dB, giriş geri dönüş kaybı - 30.7 dB olarak ölçülmüştür, güç tüketimi ~550 mW, çekilen akım ~110 mA'dır ve 20 komponent kullanılmıştır. AGC kontrollü PA (empedans uyumlandırma yokken) devrede simülasyonunda ise NF=0.2719 dB, giriş geri dönüş kaybı -10.37 dB ve  $S_{21} = 25.47$  dB ölçülmüştür. Simülasyonlarda ~40 mW güç tüketimi, ~11 mA akım çekimi, uygulama devresinde ise 117-175 mW güç tüketimi, 30-45 mA akım çekimi ayrıca devrenin tamamında 31 komponent kullanılmıştır. Uygulama devresinde ise kazanç 23.21- 22.54 dB olarak ölçülmüştür.

#### 4.4. Sistem Uygulaması

AGC kontrollü PA devresi kullanılarak bina içi kablosuz ortamda görüntü aktarma uygulaması yapılmıştır. Görüntü aktarma çalışmasında satellite uplink transmitter STC 10 (5.76 GHz), satellite link emulatör STC 10 (5.76GHz / 2.432 GHz) frekans dönüştürücü ve satellite douplink receiver STC 10 kullanılmıştır. Şekil 4.26'da bina içi kablosuz haberleşme sistemin blok diyagramı görülmektedir. Şekil 4.27'de ise bina içi kablosuz haberleşme sisteminde kullanılan cihazlar görülmektedir.



Şekil 4.26. Bina içi kablosuz haberleşme sistemin blok diyagramı



Şekil 4.27. Bina içi kablosuz haberleşme sisteminde kullanılan cihazlar

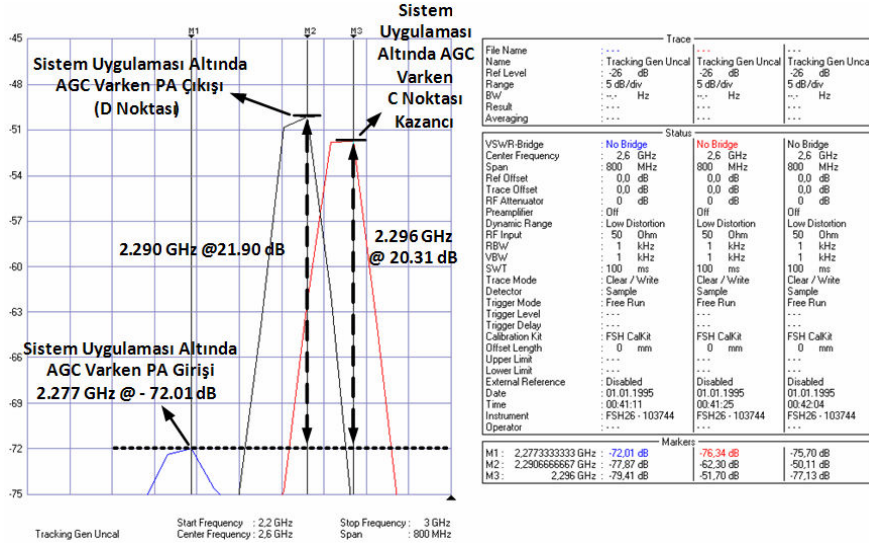
Şekil 4.28.(a)'da sistem uygulaması altında AGC kontrollü PA devresinin görüntü aktarması incelenmiştir. Şekil 4.28.(b)'de ise AGC kontrollü PA devresi kullanılmadan görüntü aktarması incelenmiştir ve görüntüdeki bozulma gözlemlenmiştir.



Şekil 4.28. (a) AGC kontrollü PA kullanılan sistem uygulaması (b) AGC kontrollü PA kullanılmayan sistem uygulaması

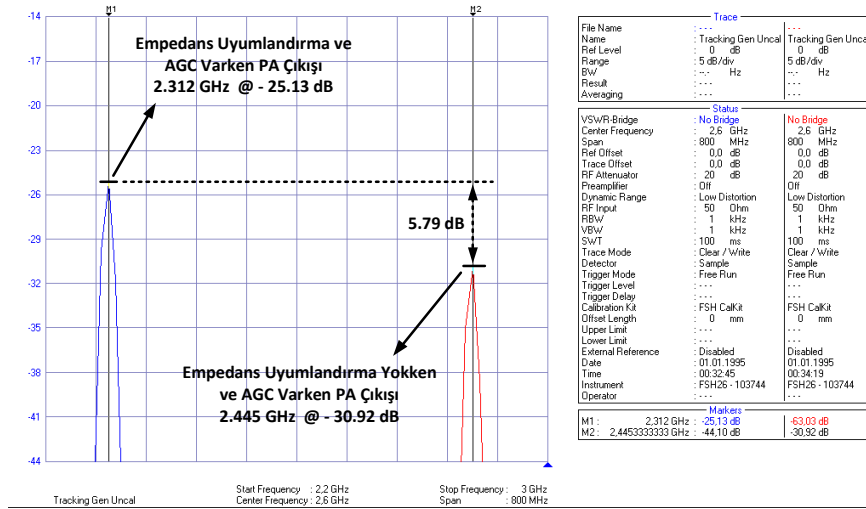
Şekil 4.28'de AGC kontrollü PA kullanılarak ve kullanılmadan yapılan alıcı verici sistem uygulaması ile gönderilen aynı görüntünün kalitesi görülmektedir. İki fotoğrafa bakıldığında sağdakinin soldakine göre biraz bozuk olduğu görülmektedir. Bu durum AGC kontrollü PA kullanılarak tasarlanan alıcı verici sistem arasındaki performans farkını gözler önüne sermektedir. Güç yükseltecinde AGC kullanılmasıyla görüntü aktarımının daha geniş bir giriş sinyali aralığında bozulmadan alıcıya iletiildiği görülmüştür.

Uygulama sırasında AGC kontrollü PA devresinin A noktası, C noktası ve D noktası (Bkz. Şekil 4.5) ölçümleri alınmıştır. Şekil 4.29'da sistem uygulaması altında AGC var iken RF proba ölçülen A noktası, C noktası ve D noktası grafiği görülmektedir. Şekil 4.30'da ise sistem uygulaması altında AGC var iken empedans uyumlandırma kullanılarak ve empedans uyumlandırma kullanılmadan alınan ölçüm sonuçları görülmektedir.



Şekil 4.29. RF proba ölçülen giriş, 2. FET ve devre çıkış grafiği

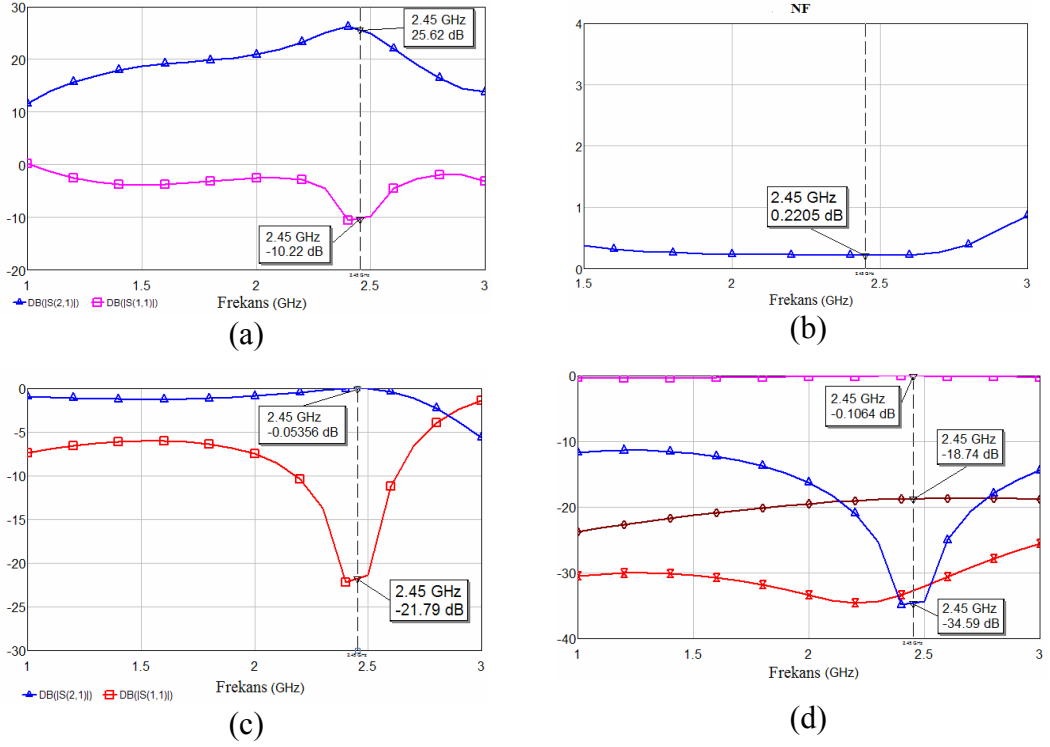
Şekil 4.29'dan da anlaşılacağı gibi 2.296 GHz'de C noktasındaki kazanç = 20.31 dB ve 2.290 GHz'de D noktasındaki kazanç (devre kazancı) = 21.90 dB olarak ölçülmüştür.



Şekil 4.30. Sistem uygulaması altında empedans uyumlandırma kullanılarak ve empedans uyumlandırma kullanılmadan (AGC'li) PA çıkışları

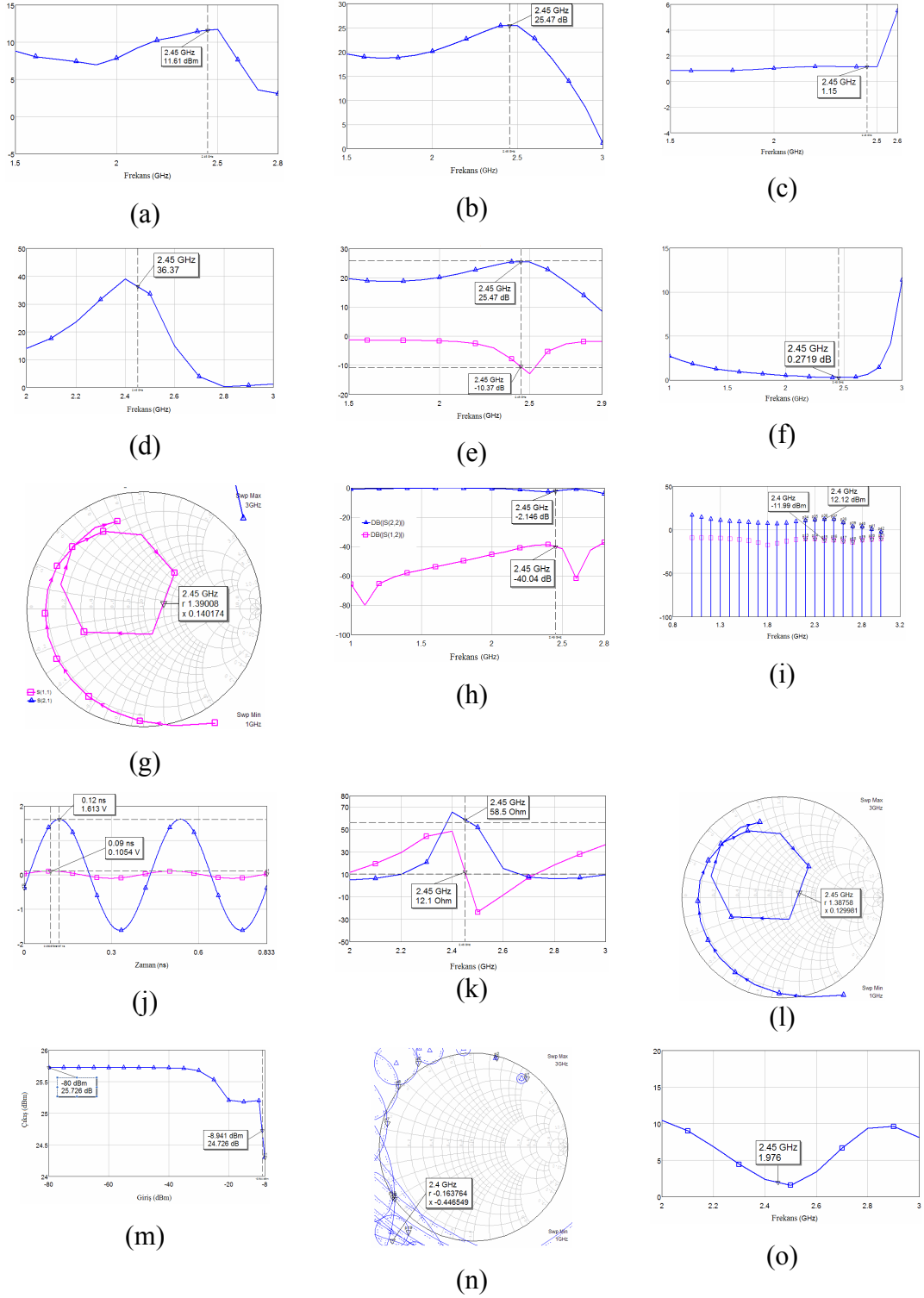
Şekil 4.30'da sistem uygulaması altında AGC var iken empedans uyumlandırma kullanılmış (2.312 GHz) ve empedans uyumlandırma kullanılmamış (2.445 GHz) ölçümler arasındaki fark 5.79 dB olarak ölçülmüştür. Şekil 4.31'de AGC kontrollü PA devresine ait alt devrelerin simülasyon sonuçları verilmiştir.





Şekil 4.31. AGC kontrollü PA'nın alt devrelerinin simülasyon sonuçları

Şekil 4.30'da AGC kontrollü PA devresi tasarımında kullanılan RF yükselteç devresinin (a) S parametreleri, (NF), (c) pi empedans uyumlandırma devresinin S parametreleri, (d) yönlü kuplörün S parametrelerine ait sonuçlar görülmektedir. Tasımda kullanılan alt devrelerden AGC kontrollü PA devresinin gerçekleştirilebilmesi için yeterli sonuçlar alınmıştır. Şekil 4.32'de AGC kontrollü PA devresine ait simülasyon sonuçları ve Çizelge 4.7'de ise AGC kontrollü PA tasarımında kullanılan simülasyon sonuçları verilmiştir.



Şekil 4.32. AGC kontrollü PA devresine ait simülasyon sonuçları.

Çizelge 4.7. Tasarımda kullanılan PA simülasyon sonuçları

| <b>2.45 GHz AGC Kontrollü PA</b> |                 |
|----------------------------------|-----------------|
| Çıkış Gücü (dB)                  | 11.61           |
| Güç Kazancı (dB)                 | 25.47           |
| PAE Verimlilik (%)               | 36.37           |
| S <sub>21</sub> (dB)             | 25.47           |
| S <sub>11</sub> (dB)             | -10.37          |
| S <sub>12</sub> (dB)             | - 40.04         |
| S <sub>22</sub> (dB)             | -2.146          |
| S <sub>11</sub> smith abağı      | 1.39 + j 0.14   |
| NF (dB)                          | 0.2719          |
| Güç Spektrumu giriş (dBm)        | -11.99          |
| Güç Spektrumu çıkış (dBm)        | 12.12           |
| Giriş Empedansı ( $\Omega$ )     | 58.5 + j12.1    |
| Giriş Empedansı (smith abağı)    | 1.38 + j 0.12   |
| 1 dB bastırma noktası (dB)       | -8.941          |
| Kararlılık                       | 1.15            |
| Kararlılık (smith abağı)         | - 0.16 – j 0.44 |
| VSWR                             | 1.976           |

Verici cihazlarının en çok güç tüketen ve sistemin verimliliği üzerinde etkiye sahip olan güç yükseltecinin tasarımında kullanılan simülasyonlar Şekil 4.32’de ve simülasyonlar sonuçları Çizelge 4.7’de sunulmuştur. Bu kat verici kısmının temel karakteristik özelliklerini teşkil etmektedir. Elde edilen sonuçlar (G(T), RL, NF, K, PAE) tasarlanan AGC kontrollü PA’nın kablosuz verici sistemleri için gerekli olan RF yükseltme işleminde kullanılabileceğini göstermektedir.

## 5. SONUÇ

Bu tez çalışmasında kablosuz ISM bandı haberleşme sistemleri için düşük güçlü, yüksek kazançlı, otomatik kazanç kontrollü (AGC) güç yükselteci (PA) tasarlanmış, simüle edilmiş ve devre gerçekleştirmesi yapıldıktan sonra alınan ölçüm sonuçları analiz edilmiştir. Devre tasarım parametreleri olarak kazanç $>20$  dB, NF $<2$  dB,  $S_{11}$   $<-10$  dB  $K>1$  ve çalışma frekansı 2.45 GHz olarak hedeflenmiştir.

Devrenin tamamının ve alt devrelerinin simülasyon ve optimizasyonu AWR Office programında devre uygulaması tamamlanınca ölçümler ve testler FSH6 Rohde & Schwarz spektrum analizör, 2.4 GHz microwave test transmitter sinyal üretici ve Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Laboratuvarında gerekli yüksek frekans cihazları kullanılarak yapılmıştır. Devre tasarımında önce ve ATF 55143'lerin kullanıldığı 2 katmanlı RF yükselteç katı daha sonra ise sırayla pi empedans uyumlandırma katı, yönlü kuplör ve (AGC sistem için) geri besleme devresinin ayrı ayrı tasarımı ve optimizasyonu yapılmıştır. Optimizasyon işleminden sonra devre fiziki olarak gerçekleştirilmiştir. Uygulama devresi 9.5 x 6 cm ebatlarındadır.

Devre tasarımında ATF 55143, LTC 5509, LM 393 gibi düşük güç tüketimli entegreler ve pasif eleman seçiminde ise AWR Office programında 0805 kılıf numaralı küçük ebatlardaki malzemeler kullanılmıştır.

Tasarlanan RF yükselteç devresinin (AGC kullanılmamış PA devresinin) kazancı 23.64 dB ile 26.70 dB arasında değişmektedir. Devreye AGC sistem eklendikten sonra kazanç 22.54 dB ile 23.21 dB arasında değişmektedir. AGC sistemin eklenmesi kazancın düşmesine sebep olmuştur. Fakat PA devresine AGC sistem eklenmesinin sebebi kullanılabilir dinamik aralığını artırmak ve devrenin yüksek seviyelerdeki kararlılık sorununu çözmek içindir (Martinez, 2001; Sayre, 2008).

AGC yokken kazancın 23.64 dB ile 26.70 dB arasında değiştiği ve bu iki kazanç değeri arasındaki farkın 3.06 dB olduğu gözlemlenmiştir. Devreye AGC sistem eklendiğinde kazancın 22.54 dB ile 23.21 dB arasında değiştiği ve bu iki kazanç

değeri arasındaki farkın 0.67 dB olarak gerçekleştiği görülmüştür. AGC sistem eklendiğinde kazançta düşmeler olsa da maksimum kazanç değeriyle minimum kazanç değeri arasındaki fark azalmıştır.

AGC kontrolü PA devresinin çalışma frekansının 2.3 – 2.5 GHz aralığında değiştiği, kazancın yaklaşık 24 dB olduğu görülmüştür. Geri dönüşüm kaybı ve NF'nin AGC'li ve AGC'siz durum için kabul edilebilir değerler içerisinde kaldığı görülmüştür. pi empedans uyumlandırma devresi eklendiğinde kazancın 5.79 dB arttığı gözlemlenmiştir.

AGC eklendikten sonra kazançta 1.1 dB ile 3.49 dB arasında değişen düşmeler olmaktadır. Bu AGC'li sistemin bir dezavantajıdır. Bunun yanı sıra AGC yokken 16 devre elemanı kullanılması AGC eklenince ise 28 devre elemanı kullanılması maliyeti, devre ebatlarını, çekilen akımı, güç tüketimini artırmaktadır. AGC sistem eklenmesiyle yükseltecin kullanılabilir dinamik aralığının ve kararlılığının artırılması, çıkış akımının ve çalışma noktasının sabit tutulması, bant genişliğinin artırılması (geniş bir frekans bandında sabit kazanç sağlanması), distorsiyonun (çıkış gerilimindeki aşırı dalgalanmaların) azaltılması, dışarıdan gelen parazitlerin etkisinin azaltılması, giriş ve çıkış dirençlerinin değiştirilmesi, yükselteçten sabit çıkış gücünün elde edilmesi gibi avantajları vardır.

Bu çalışmayla 2.45 GHz frekansında çalışan düşük güçlü alıcı – verici sistemlerin güç yükselteçlerinde AGC kullanılmasıyla kullanılmaması arasında fark ortaya konulmuştur. Tez çalışması 2.45 GHz düşük güçlü alıcı – verici sistemlerin güç yükselteci kısmında AGC kullanılması düşünülüyorsa maliyet, ebat, akım çekim, güç tüketimi, kazanç değişimi gibi hususlarda fikir vermektedir.

Bu yönde yapılacak olan gelecek çalışmalarda devre montajı ve yönlü kuplör üzerinde yapılacak çalışmalarla ebatlar değiştirilebilir. Tasarım güç yükselteçlerinin farklı çalışma sınıfları için gerçekleştirilebilir. Mikroserit hatlar ve devre elemanları üzerinde yapılacak çalışmalarla devre parametreleri farklı uygulamalar için isteğe uygun hale getirilebilir.

Tez çalışması 2.45 GHz ISM Band Düşük Güçlü Alıcı-Verici Sistemler İçin AGC Eklenmiş PA Tasarımı adıyla ASELSAN Haberleşme Teknolojileri Çalıştayı 2011 programında yer almış ve Gediz Üniversitesi ISCSE 2011 Sempozyumunda makale olarak yayınlanmıştır.

## 6. KAYNAKLAR

- Ardıç, S.B., 2010, 2.4 Ghz Ism Bandı Kablosuz Haberleşme Sistemleri İçin Yükselteç Tipi Aktif Mikroşerit Anten Tasarımı, Sayısal Simülasyonu ve Gerçeklenmesi, S.D.Ü., Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi, 97 s, Isparta
- ATF 55143. İnternet Sitesi. <http://www.agilent.com/>. Erişim Tarihi: 13.02.2011
- AWR, 2010. İnternet Sitesi. <http://web.awrcorp.com/>. Erişim Tarihi: 05.04.2011
- Belen M. A., 2011. Aktif Modüller Kullanarak 2.4 Ghz ISM Bandı Kablosuz Haberleşme Sistemleri İçin Entegre Alıcı Verici Sistem Tasarımı, Süleyman Demirel Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi, 164, Isparta
- Biçen A. , 2010, AWR Programı İle Lineer ve Non-Lineer Devrelerin Simulasyonu, , İTÜ Elektrik-Elektron Fakültesi, RF Laboratuvarı Haziran Dönemi Stajı, 30 s, İstanbul
- Bowick, C., Ajluni C. , Blyler J. , 2007. RF Circuit Design 2e, Newnes. 9780750685184, 243p. USA.
- Bowick C., 1997. RF Circuit Design, Newnes, ISBN 0-7506-9946-9, 176p, Burlington, USA
- Çark H., Kaya A., 2011. ISM Band Düşük Güçlü Alıcı-Verici Sistemler İçin AGC Eklenmiş Güç Yükselteci Tasarımı, ASELSAN çalıştay, ANKARA
- Çark H., Kaya A., 2011. Added AGC PA Design For 2.45 Ghz ISM Band Low Power Transceiver Systems, Gediz Üniversitesi, The 2nd International Symposium on Computing in Science & Engineering, s. 256-257, Kuşadası, İzmir
- Golio, M., Golio, J., 2008 , RF and Microwave Applications and Systems 2e, Taylor & Francis Group, ISBN 0-8493 7219-4, 692 p.
- Hsieh, M., Kim, J., Harjani ,R., 2000. A European ISM Band Power Amplifier Module, Department of Electrical and Computer Engineering, University of Minnesota, Minneapolis, MN 55455, USA.
- Jose S., 2004. Design of RF CMOS Power Amplifier for UWB Applications. Virginia Polytechnic Institute and State University, Master, 73p, Virginia
- Kahriman, M., Kaya, A., 2011. RF Devreler İçin Güç Ölçme Ve Adaptif Kontrol Uygulaması, SDÜ Teknik Bilimler Dergisi, Cilt 1, Sayı 1. 29-33. Isparta

- Kaya, A., Malı A., Kaya İ. 2011. ISM Bandında Sayısal Kablosuz Haberleşme İçin 2.4 Ghz Alıcı Verici Ön Uç Modül Tasarımı, IEEE 19. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı, Antalya
- Martinez I. G., 2001, Automatic Gain Control (AGC) circuits Theory and design, ECE1352 Analog Integrated Circuits I, University of Toronto
- Leenaerts, D., Tang J., Vaucher C., 2001. Circuit Design for RF Transceiver, Kluwer Academic Publisher, ISBN-0792375513, 323 sayfa,
- Lin, S.Y., Chuang, H.R., 1999. A 2.4 GHz Transceiver RF Front-end for ISM-Band Digital Wireless Communications. Applied Microwave & Wireless, 20, 32-48.Cop
- LM393. 2011. İnternet Sitesi. <http://www.fairchildsemi.com>. Erişim Tarihi: 04.05.2011.
- LTC 5509. 2011. İnternet Sitesi. <http://www.linear.com>. Erişim Tarihi: 08.02.2011.
- Luzzatto, A. and Shirazi, G., 2007, Wireless Transceiver Design, John Wiley & Sons, ISBN: 978-0-470-06076-6, 286 p, West Sussex England
- Multanen M., Salonen P. , and Kivikoski Tampere M., 2004. Variable-Gain Amplifier For Adaptive Antenna Control At The 2.4-GHz ISM Band. Microwave And Optical Technology Letters, Vol 41, No 2, 82-85
- Öztürk, E., 2004, WLAN Kablosuz Yerel Alan Ağları (Wireless Local Area Networks) Teknolojisinin İncelenmesi, Mevcut Düzenlemelerin Değerlendirilmesi ve Ülkemize Yönelik Düzenleme Önerisi. Telekomünikasyon Kurumu, Uzmanlık Tezi, 144s, Ankara.
- Rohde, L. U., 2000. RF/Microwave Circuit Design for Wireless Applications, John Wiley&Sons, Inc, 954p. New York
- Pozar, D. M., 1998. Microwave Engineering, John Wiley & Sons, Inc., 716p. New York.
- Rosu, I. , Automatic Gain Control (AGC) in Receivers, <http://www.qsl.net/va3iul/>, Erişim Tarihi: 08.08.2010
- Sayed, A. S. M., 2005, Ultra Wideband 5 W Hybrid Power Amplifier Design Using Silicon Carbide MESFET's, Technischen Universität Berlin, doctor, 143p, Berlin
- Stereomecmuasi, 2011. İnternet Sitesi: <http://www.stereomecmuasi.com>. Erişim Tarihi: 14.08.2011



- Sayre, C.W., 2008. Complete Wireless Design 2e. The Mc Graw-Hill Companies, 0-07-154452-6, 693 p.
- Vizmuller, P., 1995, RF Design Guide, Systems, Circuits and Equations, Artech House, 281p. London.
- Wang, C., 2003. CMOS Power Amplifiers For Wireless Communications. University Of California, Doctor, 139 p, San Diego
- Zhang, R., 2010, Design Study on the Switched and Linear Operation of Broadband CMOS Class-E Power Amplifiers, Delft University of Technology, Master, 124p, Eindhoven, The Netherlands

# **EKLER**



# Agilent ATF-55143 Low Noise Enhancement Mode Pseudomorphic HEMT in a Surface Mount Plastic Package

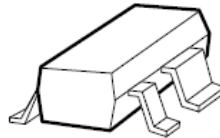
## Data Sheet

### Description

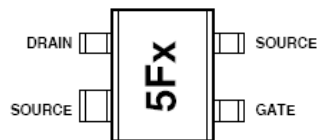
Agilent Technologies's ATF-55143 is a high dynamic range, very low noise, single supply E-PHEMT housed in a 4-lead SC-70 (SOT-343) surface mount plastic package.

The combination of high gain, high linearity and low noise makes the ATF-55143 ideal for cellular/PCS handsets, wireless data systems (WLL/RLL, WLAN and MMDS) and other systems in the 450 MHz to 6 GHz frequency range.

### Surface Mount Package SOT-343



### Pin Connections and Package Marking



**Note:**  
Top View. Package marking provides orientation and identification

"5F" = Device Code  
"x" = Date code character identifies month of manufacture.

### Features

- High linearity performance
- Single Supply Enhancement Mode Technology<sup>[1]</sup>
- Very low noise figure
- Excellent uniformity in product specifications
- 400 micron gate width
- Low cost surface mount small plastic package SOT-343 (4 lead SC-70)
- Tape-and-Reel packaging option available
- Lead Free Option Available

### Specifications

2 GHz; 2.7V, 10 mA (Typ.)

- 24.2 dBm output 3<sup>rd</sup> order intercept
- 14.4 dBm output power at 1 dB gain compression
- 0.6 dB noise figure
- 17.7 dB associated gain
- Lead-free option available

### Applications

- Low noise amplifier for cellular/PCS handsets
- LNA for WLAN, WLL/RLL and MMDS applications
- General purpose discrete E-PHEMT for other ultra low noise applications

### Note:

1. Enhancement mode technology requires positive Vgs, thereby eliminating the need for the negative gate voltage associated with conventional depletion mode devices.



**Attention:**  
Observe precautions for handling electrostatic sensitive devices.

ESD Machine Model (Class A)

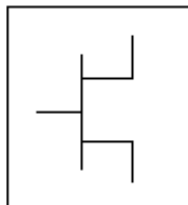
ESD Human Body Model (Class 0)

Refer to Agilent Application Note A004R: Electrostatic Discharge Damage and Control.



**Agilent Technologies**

### ATF-55143 Die Model



#### Advanced\_Curtice2\_Model

|              |               |           |            |
|--------------|---------------|-----------|------------|
| MESFETM1     | Rf=           | Crf=0.1 F | N=         |
| NFET=yes     | Gscap=2       | Gsfwd=    | Fnc=1 MHz  |
| PFET=no      | Cgs=0.6193 pF | Gsrev=    | R=0.08     |
| Vto=0.3      | Cgd=0.1435 pF | Gdfwd=    | P=0.2      |
| Beta=0.444   | Gdcap=2       | Gdrev=    | C=0.1      |
| Lambda=72e-3 | Fc=0.65       | R1=       | Taumdl=no  |
| Alpha=13     | Rgd=0.5 Ohm   | R2=       | wWgfwd=    |
| Tau=         | Rd=2.025 Ohm  | Vbi=0.95  | wBvgs=     |
| Tnom=16.85   | Rg=1.7 Ohm    | Vbr=      | wBvgd=     |
| Idstc=       | Rs=0.675 Ohm  | Vjr=      | wBvds=     |
| Ucrit=-0.72  | Ld=           | Is=       | wldsmax=   |
| Vgexp=1.91   | Lg=0.094 nH   | Ir=       | wPmax=     |
| Gamds=1e-4   | Ls=           | Imax=     | AllParams= |
| Vtotc=       | Cds=0.100 pF  | Xti=      |            |
| Betatce=     | Rc=390 Ohm    | Eg=       |            |
| Rgs=0.5 Ohm  |               |           |            |



# LM2903/LM2903I, LM393/LM393A, LM293/LM293A

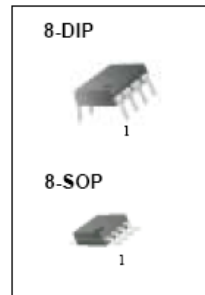
## Dual Differential Comparator

### Features

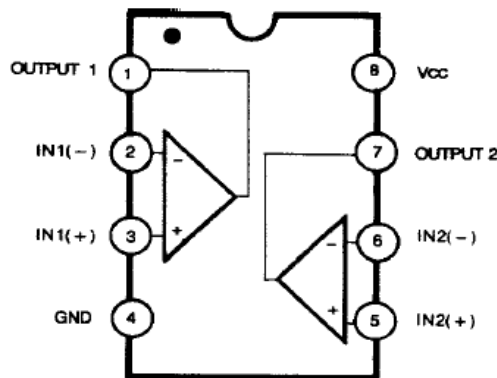
- Single Supply Operation: 2V to 36V
- Dual Supply Operation:  $\pm 1V$  to  $\pm 18V$
- Allow Comparison of Voltages Near Ground Potential
- Low Current Drain 800 $\mu A$  Typ.
- Compatible with all Forms of Logic
- Low Input Bias Current 25nA Typ.
- Low Input Offset Current  $\pm 5nA$  Typ.
- Low Offset Voltage  $\pm 1mV$  Typ.

### Description

The LM2903/LM2903I, LM393/LM393A, LM293/LM293A consist of two independent voltage comparators designed to operate from a single power supply over a wide voltage range.



### Internal Block Diagram





LTC5509

300MHz to 3GHz  
RF Power Detector  
in SC70 Package

**FEATURES**

- Temperature Compensated Internal Schottky Diode RF Detector
- Wide Input Frequency Range: 300MHz to 3GHz
- Wide Input Power Range: -30dBm to 6dBm
- Buffered Detector Output
- Wide  $V_{CC}$  Range of 2.7V to 6V
- Low Operating Current: 600 $\mu$ A
- Low Shutdown Current: <2 $\mu$ A
- SC70 Package

**APPLICATIONS**

- Multimode Mobile Phone Products
- Optical Data Links
- Wireless Data Modems
- Wireless and Cable Infrastructure
- RF Power Alarm
- Envelope Detector

**DESCRIPTION**

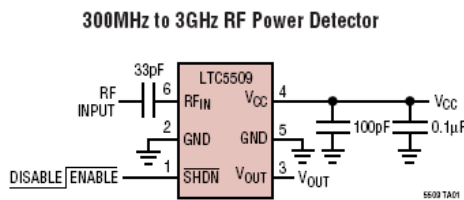
The LTC<sup>®</sup>5509 is an RF power detector for RF applications operating in the 300MHz to 3GHz range. A temperature compensated Schottky diode peak detector and buffer amplifier are combined in a small SC70 package. The supply voltage range is optimized for operation from a single lithium-ion cell or 3xNiMH.

The RF input voltage is peak detected using an on-chip Schottky diode. The detected voltage is buffered and supplied to the  $V_{OUT}$  pin without gain compression. Consequently, the output voltage is linearly proportional to the RF input voltage. A power saving shutdown mode reduces supply current to less than 2 $\mu$ A.

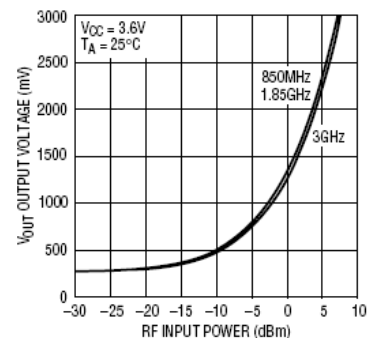
The LTC5509 operates with input power levels from -30dBm to 6dBm.

LT, LTC and LT are registered trademarks of Linear Technology Corporation.

**TYPICAL APPLICATION**



Output Voltage vs RF Input Power



## ÖZGEÇMİŞ



Adı Soyadı : Hüseyin ÇARK

Doğum Yeri ve Yılı : Isparta, 1977

Medeni Hali : Bekâr

Yabancı Dili : İngilizce

Eğitim Durumu (Kurum ve Yıl)

Lise : Isparta Teknik Lisesi Elektrik Bölümü (1995)

Lisans : Sakarya Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektronik-Bilgisayar  
Öğretmenliği (1999)

Çalıştığı Kurum / Kurumlar ve Yıl:

2000 – halen TEİAŞ

Yayınları

- 1- Çark H., Kaya A.,2011. ISM Band Düşük Güçlü Alıcı-Verici Sistemler İçin AGC Eklenmiş Güç Yükseltici Tasarımı, ASELSAN çalıştayı, ANKARA
- 2- Çark H., Kaya A.,2011. Added AGC PA Design For 2.45 Ghz ISM Band Low Power Transceiver Systems, Gediz Üniversitesi, The 2nd International Symposium on Computing in Science & Engineering, s. 256-257, Kuşadası, İzmir