

T.C.
GEBZE YÜKSEK TEKNOLOJİ ENSTİTÜSÜ
MÜHENDİSLİK ve FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ÇEKİRDEK MANYETİK/KUADRPOL REZONANS
DENEYLERİ İÇİN ÖLÇÜM PROBLARININ VE DESTEK
ELEKTRONİK DEVRELERİNİN TASARIMI

ÖZER ÖNEREN
YÜKSEK LİSANS TEZİ
FİZİK ANABİLİM DALI

GEBZE
2014

T.C.
GEBZE YÜKSEK TEKNOLOJİ ENSTİTÜSÜ
MÜHENDİSLİK ve FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ÇEKİRDEK MANYETİK/KUADRUPOL
REZONANS DENEYLERİ İÇİN ÖLÇÜM
PROBLARININ VE DESTEK ELEKTRONİK
DEVRELERİNİN TASARIMI

ÖZER ÖNEREN
YÜKSEK LİSANS TEZİ
FİZİK ANABİLİM DALI

DANIŞMANI
PROF. DR. F. NECATİ ECEVİT

GEBZE
2014



**GEBZE YÜKSEK
TEKNOLOJİ ENSTİTÜSÜ**

YÜKSEK LİSANS JÜRİ ONAY FORMU

GYTE Mühendislik ve Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun
.....27.01.2014..... tarih ve ..2014../..... sayılı kararıyla oluşturulan
jüri tarafından 03/04/2014 tarihinde tez savunma sınavı yapılan Özer ÖNEREN'in
tez çalışması Fizik Anabilim Dalında YÜKSEK LİSANS tezi olarak kabul edilmiştir.

JÜRİ

ÜYE

(TEZ DANIŞMANI) :Prof. Dr. F. Necati ECEVİT

ÜYE

:Prof. Dr. Bekir AKTAŞ

ÜYE

:Doç. Dr. Mustafa ÖZDEMİR

ONAY

GYTE Mühendislik ve Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun
..... tarih ve/..... sayılı kararı.

İMZA/MÜHÜR

ÖZET

Nükleer Manyetik Rezonans (NMR) ve Nükleer Kuadrupol Rezonans, analitik uygulamalar gibi, araştırmalarda önemli hale gelmiş iki deneysel tekniktir. NMR, manyetik alanda çekirdek manyetik momentlerin etkileşmelerini incelerken, NQR, bir kristal içinde bulunan elektrik alan gradyenti etkisi altında olan çekirdeğin elektrik kuadrupol momentiyile etkileşimi inceler. NMR, manyetik alan ile ayrılan çekirdek spin enerji seviyeleri arasında uygun radyo frekans alanı ile uyarılan geçişler sayesinde gözlemlenir. NQR' da, dış bir manyetik alana ihtiyaç olmadan elektrik alan gradyenti ile ayrılan çekirdek spin enerji seviyeleri uygun radyo frekans alanı ile uyarılır. Tepki sinyalinin algılayıcı tarafından algılanması ile bilgi sinyali elde edilmiş olur. Geçmişten bu yana NMR ve NQR da olan etkileşmeler iyi anlaşılır hale gelmiş, birçok sistemin dinamiklerini ve yapısını incelemek için çeşitli deneysel teknikler geliştirilmiş ve geliştirilmeye devam etmektedir. Bu tekniklerin birkaçı tıbbi [1] ve malzeme [2] görüntüleme, polimerlerin dinamiklerinin araştırılması [3], uyuşturucu ve patlayıcı tespiti [4], [5] olarak sayılabilir.

Düşük frekanslarda NMR ve NQR' ın, nükleer spin polarizasyonunun küçük olması nedeniyle tespiti zordur. Frekansın azalmasıyla standart bobin şeklindeki spektrometrelerin algılayıcıların hassasiyeti azalır. Yeni devre ve prob tasarımlarının gerekliliği düşük duyarlılık nedeniyle ortaya çıkar. NQR/NMR sinyalleri kısa durulma zamanlarına sahip maddelerin tespitinde prob devresinde oluşan geçici salınımların söndürülmesi gerekir. Bu nedenle sönümleme devreleri kullanılır. Duplekser, gönderici ve alıcının ortak algılayıcı (algılama sensörü) kullanması sebebiyle, gönderici ile alıcı kısımları birbirinden ayırmak için kullanılır. Ayrıca elde edilen bilgi sinyalinin alıcıya yükseltilerek gönderilmesi için ön yükselteçler kullanılır. Tez kapsamında bu devreler ve prob yapılarıyla ilgili araştırmalar ve çalışmalar yapılmıştır.

Anahtar Kelimeler: Çekirdek Kuadrupol Rezonans (NQR), Çekirdek Manyetik Rezonans (NMR), Duplekser, Sönümleme devreleri (Q-switch), Ön yükselteç.

SUMMARY

Nuclear magnetic resonance (NMR) and nuclear quadrupole resonance (NQR) are two experimental techniques which have become important in research as well as analytical applications. NMR studies the interaction of a nucleus with a magnetic field, while NQR studies the interaction with the electric quadrupole moment of a nucleus with the electric field gradient in a crystal. In NMR, the transitions between energy levels of nuclear spin split by magnetic field are stimulated with appropriate radio frequency field. In NQR, the transitions between energy levels of nuclear spins split by the electric field gradient without the need for an external magnetic field, are stimulated with the appropriate radio frequency field. A response signal is sensed by probe and essential information on the substance under study is obtained. Since the past, these approaches have become well understood, a variety of experimental techniques have been developed and continue to develop as tools to probe the structure and dynamics of many systems. These techniques include medical [1] and materials imaging [2], investigations of the dynamics of polymers [3], the detection of narcotics and explosives [4], [5] and many others.

Difficulties in NMR and NQR techniques at low frequencies are appeared due to small nuclear spin polarization. The sensitivity of standard spectrometer's probe is reduced as the frequency is lowered. The necessity of the new circuit and probe designs arises due to the low sensitivity. Besides, in the case of substances with short relaxation times of NQR/NMR signals transient responses of the probe circuit must be suppressed. Therefore, the Q-switch circuits have to be used. Duplexer is used to separate parts of the sender and receiver due to the sender and receiver use a common probe. In addition, pre-amplifier is used that to amplify information signal obtained and to send to receiver. In this thesis, research and studies have been conducted about these circuits and probes.

Keywords: Nuclear Quadrupole Resonance (NQR), Nuclear Magnetic Resonance (NMR), Duplexer, Q-switch (Q-spoiler, Q-damper), Pre-amplifier.

TEŞEKKÜR

Yüksek lisansımın başından sonuna kadar bana her türlü ilgiyi gösteren saygı değer hocam, Prof. Dr. Bekir AKTAŞ'a, yüksek lisans tezi çalışmam boyunca, bana her türlü desteği sunan ve hırslandıran asıl tez danışmanım, sevgili ve değerli hocam, Prof. Dr. Bulat RAMEEV'e; tez çalışmam boyunca değerli bilgi ve tecrübelerini benden esirgemeyen hocam, Doç. Dr. Georgy MOZZHUKHIN'e, tez danışmanım, Prof. Dr. Fevzi Necati ECEVİT'e, tez sürecinde birlikte çalıştığım, Nurcan Doğan'a, her zaman sevgilerini, ilgilerini ve her türlü desteği veren annem ve ablama, bugünlere gelmemde üzerimde emeği olan tüm hocalarım, arkadaşlarım ve dostlarıma, en içten teşekkür ve saygılarımı sunarım.

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
ÖZET	iv
SUMMARY	v
TEŞEKKÜR	vi
İÇİNDEKİLER	vii
SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ	viii
ŞEKİLLER DİZİNİ	x
1. GİRİŞ	1
2. NMR ve NQR	2
2.1. Çekirdek Manyetik Rezonans	2
2.1.1. Spin Olgusu	2
2.1.2. Larmor Frekansı	4
2.1.3. Bloch Denklemleri	5
2.1.4. NMR Sinyal Spektrumu	9
2.2. Çekirdek Kuadrupol Rezonans	11
2.2.1. NQR Enerjileri	13
2.2.2. NMR ve NQR Sinyalinin Parametreleri	13
3. DEVRELER	15
3.1. Rezonans Devreleri	17
3.2. Q Faktör	19
3.3. Q-switch	26
3.4. Ön yükselteçler	33
3.5. Duplekser	35
4. PROBLAR	45
5. NMR/NQR CİHAZI	47
5.1. iSpin-NMR	47
5.2. iSpin-NMR Arayüzü	50
6. DENEYSEL ÇALIŞMALAR	61
6.1. Q-Switch devreleri	61
6.2. Prob Sistemleri	71

6.3. Kuvvetlendirici	78
6.4. Dublekser	80
7. SONUÇLAR	83
KAYNAKLAR	85
ÖZGEÇMİŞ	87
EKLER	88

SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ

<u>Simgeler ve</u> <u>Kısaltmalar</u>	<u>Açıklamalar</u>
ω_0	: Larmor Frekansı
B^0	: Dış manyetik alanın büyüklüğü
γ	: Giromanyetik oran sabiti
M	: Mıknatıslanma
T_1	: Spin-örgü durulma zamanı
T_2	: Spin-spin durulma zamanı
I	: Spin Açısal Momentum
f, ν	: Fekans
h	: Planck Sabiti
Q	: Kalite Faktörü
η	: Asimetri parametresi
eQ	: Kuadrupol moment
e	: Elektronun yükü
ω	: Açısal frekans
t	: Zaman
r	: Konum
λ	: Akı bağı
H	: Manyetik alan
M	:Ortak Endüktans
Φ	: Manyetik akı
V	: Gerilim
I	: Akım
L	: İndüktans
C	: Kapasitans
R	: Direnç
P	: Manyetik iletkenlik
k	: Kuplaj katsayısı
NMR	: Nükleer Manyetik Rezonans
NQR	: Nükleer Kuadrupol Rezonans

ŞEKİLLER DİZİNİ

<u>Sekil No:</u>	<u>Sayfa</u>
2.1: Stern-Gerlach deneyi şeması.	2
2.2: Manyetik moment kuantize olmasaydı.	3
2.3: Stern ve Gerlach ın bulduğu sonuç.	3
2.4: a) Negatif giromanyetik oranına sahip çekirdek için presesyon yönü, b) Pozitif giromanyetik oranına sahip çekirdek için presesyon yönü.	5
2.5: 90^0 pulsu kesildikten sonra, a) M_z 'nin yeniden denge durumuna ulaşması, b) Enine mıknatıslanma M_{xy} 'nin RF uyarısı öncesindeki sıfır değerine ulaşması.	6
2.6: 90^0 pulsu kesildikten sonra M_x bileşeninin zamanla değişimi.	9
2.7: FID sinyali ve Fourier dönüşümü alınmış hali.	10
2.8: ^{14}N çekirdeğinin enerji diyagramı ve izin verilen geçişleri.	12
3.1: Seri ve Paralel bağlı RLC.	17
3.2: Bant genişliği.	21
3.3: Bant genişliğinin enerji bazında gösterimi.	21
3.4: NMR/NQR rezonans devresi.	22
3.5: NMR/NQR rezonans devresinin seri rezonans devresine indirgenmiş hali.	23
3.6: Genel Q switch devresi.	27
3.7: Q-switch devresi pals ucuna 1 gelmesiyle oluşan 1-0 durumları.	28
3.8: Q-switch devresi pals ucuna 0 gelmesiyle oluşan 1-0 durumları.	29
3.9: Röle kullanılan Q-switch devresi.	29
3.10: Röle kullanılan Q-switch devresinde palsa 1 gelmesiyle oluşan 1-0 durumları.	30
3.11: Transformatör.	31
3.12: Duplekser.	36
3.13: İletim hattı eşdeğer devre modeli.	37
3.14: Kayıpsız iletim hattının yük ile sonlandırılması.	40
4.1: NMR/NQR spektrometresinin genel şeması.	45
5.1: iSpin-NMR sistemi blok diyagramı.	47
5.2: iSpin-NMR cihazının tipik uygulamalar için bağlantı diyagramı.	48

5.3:	iSpin-NMR cihazının içeriği.	49
5.4:	Call library Function Node.	51
5.5:	Radyo işlemci kullanıcı ara yüzü.	51
5.6:	Blok diyagramda radyo işlemci yapılandırma ve programlama kısmı.	52
5.7:	T1 parametreleri.	54
5.8:	CPMG parametreleri.	56
5.9:	Hesaplamalar parametreleri.	57
5.10:	Veri İşleme kısmı.	59
5.11:	Diğer kontroller.	60
6.1:	Q-switch devresi 1.	61
6.2:	Q-switch devresi 1 eş değer devre çizimi.	62
6.3:	Q-Switchin sistemde çalıştırılması sonucu osilaskop görüntüsü 1.	64
6.4:	a) Q-Switch devresi 2, b) Eşdeğer devre çizimi.	64
6.5:	Q-Switchin Rezonans devresindeki salınım etkisi.	65
6.6:	Q-Switchin sistemde çalıştırılması sonucu osilaskop görüntüsü 2.	66
6.7:	Q-Switch devresi 3.	67
6.8:	Q-switch devresi 3 eşdeğer devre çizimi.	67
6.9:	Q-Switchin sistemde çalıştırılması sonucu osilaskop görüntüsü 3.	68
6.10:	Q-Switchin sistemde olmadığı durumda osilaskop görüntüsü.	68
6.11:	Q-Switch devresi 4.	69
6.12:	Q-Switch devresi 5.	70
6.13:	a) 1 durumu, b) 0 durumu Q-Switch tetikleme sinyali.	70
6.14:	a) Röleli, b) Transformatörlü Q-Switch devresi alüminyum kutu içinde.	71
6.15:	a) Dıştan, b) İçten dedektör ünitesi görüntüsü.	72
6.16:	a) Büyük kutu, b) Küçük kutu içinde NMR/NQR problemleri.	73
6.17:	Sarılan Bobinler.	74
6.18:	Saddle bobin.	75
6.19:	Dış gürültünün bastırıldığı sistem, a) Patlayıcı, b) Patlayıcısız.	76
6.20:	Dış gürültünün bastırıldığı sistemin blok diyagramı.	77
6.21:	Dış gürültünün bastırıldığı sistemde kullanılan prob.	77
6.22:	Bant aralığında ön yükselteç kazancı.	78
6.23:	Ön yükselteç frekans kazanç grafiği.	79

6.24: Ön yükselteç devresi.	79
6.25: Ön yükselteç devre şeması.	80
6.26: Çeyrek dalga boyu kablo.	80
6.27: Duplexer devresi.	81
6.28: Duplexer devre şeması.	82

1. GİRİŞ

Nükleer Manyetik Rezonans (NMR) ve Nükleer Kuadrupol Rezonans, analitik uygulamalar gibi, araştırmalarda önemli hale gelmiş iki deneysel tekniktir. NMR, manyetik alanda çekirdek manyetik momentlerin etkileşmelerini incelerken, NQR, bir kristal içinde bulunan elektrik alan gradyenti etkisi altında olan çekirdeğin elektrik kuadrupol momentleriyle etkileşimi inceler. NMR, manyetik alan ile ayrılan çekirdek spin enerji seviyeleri arasında uygun radyo frekans alanı ile uyarılan geçişler sayesinde gözlemlenir. NQR' da, dış bir manyetik alana ihtiyaç olmadan elektrik alan gradyenti ile ayrılan çekirdek spin enerji seviyeleri uygun radyo frekans alanı ile uyarılır. Tepki sinyalinin algılayıcı tarafından algılanması ile bilgi sinyali elde edilmiş olur. Sinyalin elde edilmesi ile incelenen çekirdeğin çevresi hakkında bilgiler elde edilmiş olur.

Düşük frekans NMR/NQR uygulamalarında bazı problemler söz konusudur. Neredeyse tüm patlayıcıların kimyasal yapısında azot bulunmaktadır. ^{14}N azot çekirdeği patlayıcı çeşidine göre belli frekanslarda Nükleer Kuadrupol Rezonans (NQR) sinyali vermektedir. Fakat NQR frekansları 1 MHz in altında olan TNT gibi maddeler için düşük hassasiyet önemli bir problemdir. Aynı zamanda tepki sinyali rezonans devresindeki salınımların sönümlenmesinden önce gerçekleşir. Geleneksel NMR/NQR sistemlerinde gönderilen sinyal ve alınan sinyal probe üzerinden gerçekleşir. Göndericiden gelen yüksek güçteki sinyalin son derece hassas olan alıcıya zarar vermemesi için alıcıyı korumak gerekir.

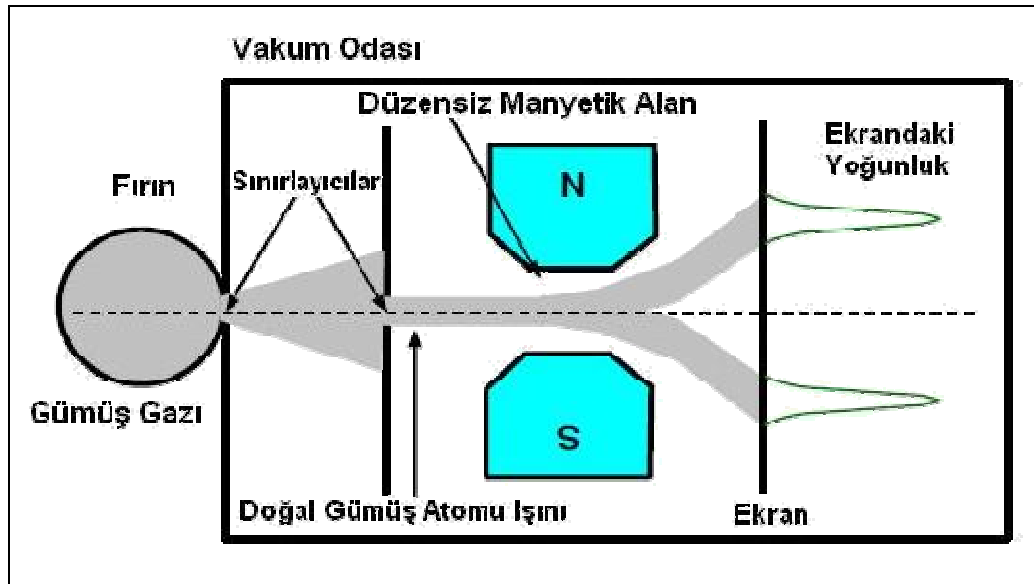
Bölüm 2'de NMR ve NQR hakkında temel bilgiler verilmiştir. Bölüm 3' te rezonans devreleri, q-switch, yükselteç ve duplekser, Bölüm 4' te problemler, Bölüm 5' te NMR/NQR cihazı Bölüm 6' da yapılan deneysel çalışmalardan bahsedilecektir.

2. NMR ve NQR

2.1. Çekirdek Manyetik Rezonans

2.1.1. Spin Olgusu

1921 yılında, Otto Stern ve Walter Gerlach ilk kez uzay kuantumlaması olayını gösteren bir deney yaptılar. Deneyde, nötr gümüş atomlarından oluşan bir demet, homojen olmayan bir manyetik alan içerisinde geçirdikten sonra iki bileşene ayrılıyordu [6].

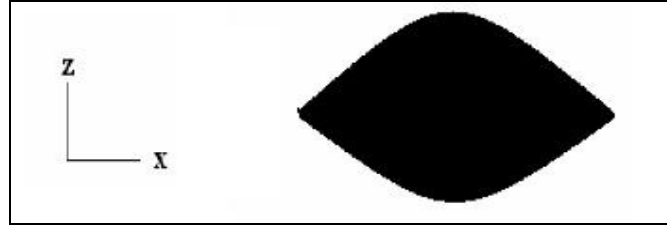


Şekil 2.1: Stern-Gerlach deneyi şeması.

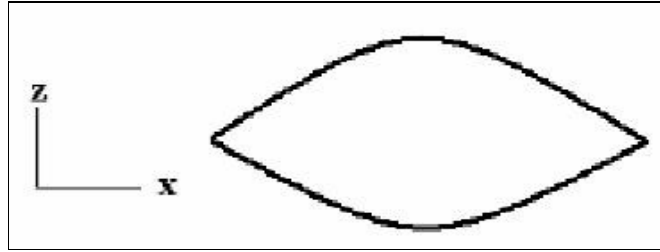
Deney diğer atomlar içinde yapıldığında demetin iki veya daha çok bileşene ayrıldığı görüldü. z doğrultusu $\vec{B}$ nin homojensizliğinin maksimum olduğu doğrultu olarak seçilirse, atom üzerindeki net manyetik kuvvet z eksenini boyunca olur ve bu kuvvet z nin doğrultusundaki atomun manyetik momenti ile orantılıdır. Klasik olarak manyetik moment, herhangi bir yöneline sahip olabilir ve bu nedenle sapan demet sürekli dağılım gösterir. Kuantum mekaniğine göre ise, sapan demet birkaç bileşene sahip olabilir ve bileşenlerin sayısı z yönündeki manyetik momentin farklı olası değerleriyle bulunur. Stern-Gerlach deneyinde demet yarılmaları görüldüğü için uzay

kuantumlanması en azından nitel olarak doğrulanmış olmaktadır [6].

Manyetik alan olmazsa, gümüş atomu ışını ekranda bir çizgi görüntüsü oluşturacak. Manyetik alanın varlığında, z yönündeki manyetik moment kuantize olmasaydı, ışındaki her atom farklı doğrultulara yönelecekti. Ekran görüntüsü şekil 2.2 deki gibi kapalı bir dudağın şekline benzeyecekti. Fakat Stern ve Gerlach ışının şekil 2.3 teki gibi ayrık bileşenlere ayrıldığını buldu [7].



Şekil 2.2: Manyetik moment kuantize olmasaydı.



Şekil 2.3: Stern ve Gerlach ın bulduğu sonuç.

Atomun manyetik momentinin yörüngesel açısal momentumdan kaynaklandığını kabul edersek manyetik momentin alabileceği tek bir değer olacaktı [6], [7]. Bu durum Stern ve Gerlach ın gözlemleriyle uyuşmaz. Bu durumda ya kuantum mekaniğinin doğru olmadığı sonucuna varılır ya da modelin düzeltmeye ihtiyacı olduğuna karar verilir [6].

1927 yılında Philips ve Taylor hidrojen atomu demeti kullanarak Stern-Gerlach deneyini tekrarladılar. Bu deney taban durumunda bir tek elektrona sahip atomla ilgili olduğu için önemlidir ve böyle bir atom için teoremin güvenilir öngörülleri olur. Taban durumundaki hidrojen için yörüngesel kuantum sayısı “0” dolayısıyla manyetik yörüngesel kuantum sayısı da “0” dır. Bu durumda manyetik moment “0” olduğundan manyetik alan tarafından demetin saptırılması beklenmez. Oysa Philips ve Taylor deneyindeki, demetin yine ikiye ayrıldığı gözlenmiştir. O halde yörünge hareketinin oluşturduğundan başka bir katkının daha manyetik momente eklenmesi

gerektiği sonucuna gidilebilir [6].

Goudsmit ve Uhlenbeck elektronun yörüngesel açısal momentumundan başka özünde var olan bir açısal momentuma daha sahip olduğu önerisini getirmiştir. Klasik bir bakışla, bu özgün açısal momentum, yüklü elektronun kendi ekseninde etrafında dönmesinden ileri gelir ve bu nedenle bu açısal momentuma elektron spin denir. Philips-Taylor sonucu Goudsmit ve Uhlenbeck hipotezini doğrulamaktadır [6], [7].

Stern ve Gerlach elektron spinini deneysel olarak gösterdikten sonra 1930 yılında Dirac teorik olarak hesaplamıştır [6], [8].

Elektron spinine benzer olarak çekirdeğin de spin vardır [8].

2.1.2. Larmor Frekansı

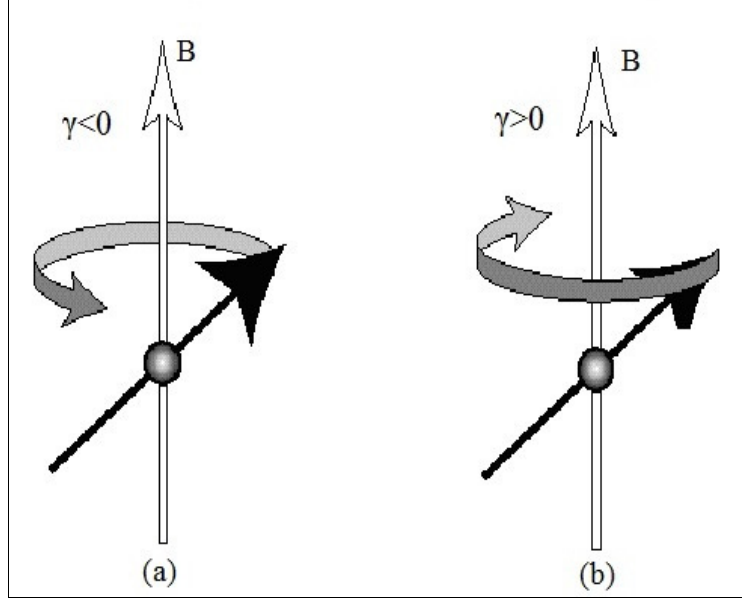
Dönen bir nesnenin açısal momentumu vektörel bir niceliktir. Vektörün yönü dönme hareketinin eksenini işaret eder. Spini olan bir parçacığın açısal momentumu da bir vektördür. Dış manyetik alanın olmadığı bir durumda spinler rastgele yönelmiştir. Bu durumda spinlere bağlı manyetik momentlerin de dağılımı izotropiktir [9].

Genellikle NMR spektroskopisinde belirli bir yönde güçlü bir manyetik alan uygulanır (biz laboratuvar çerçevesinde manyetik alanın yönünü z doğrultusu olarak alacağız). Örneğe aniden manyetik alan uygulandığını düşünelim. Bu durumda spin manyetik momentleri ne olur? Bir pusula iğnesi manyetik enerjiyi minimum yapmak için manyetik alan ile aynı yönde döner fakat nükleer spinler bir pusula iğnesi değildir ve manyetik alan etrafında presesyon olarak adlandırılan bir harekete başlar. Eğer bir spin başlangıçta alana göre dik ise bu spin düz bir disk çizerek hareket eder. Spinlerin birçoğu bu iki durumun arasındaki orta bir açıda hareket ederler. Açısal momentumun varlığı manyetik momentin dinamik özelliklerini ciddi anlamda değiştirir. Nükleer spin Larmor frekansı olarak adlandırılan frekansla dış manyetik alan etrafında presesyon yapar. Larmor frekansı ise;

$$\omega_0 = -\gamma B^0 \quad (2.1)$$

ile belirlenir. Burada B^0 dış manyetik alanın büyüklüğüdür. Larmor frekansı ω_0 birimi $\text{rad.s}^{-1}.\text{T}^{-1}$ dir. Larmor frekansı aslında bir işarete sahiptir. Birçok çekirdek

pozitif γ 'ya sahiptir bu durumda Larmor frekansı negatiftir. Bunun anlamı presesyonun yönü sol vida yönündedir. ^{15}N ve ^{29}Si gibi bazı çekirdekler, elektronlar negatif γ 'ya sahiptir ve bu durumda Larmor frekansı pozitif olup presesyon hareketi saat sağ vida yönündedir, Şekil 2.4.



Şekil 2.4: a) Negatif giromanyetik oranına sahip çekirdek için presesyon yönü, b) Pozitif giromanyetik oranına sahip çekirdek için presesyon yönü.

2.1.3. Bloch Denklemleri

Birim hacim başına düşen manyetik moment miktarı olan mıknatıslanma vektörünün z (yani manyetik alan) doğrultusundaki bileşeninin ısıl denge durumundaki değerine ulaşması, spin sistemi ile örgü sisteminin etkileşmesi sonucu ortaya çıkmaktadır. Oysa mıknatıslanma vektörünün z doğrultusundaki bileşeni, taban enerji düzeyindeki bulunma olasılığı fazlalığıyla orantılıdır. Bu nedenle mıknatıslanma vektörünün z doğrultusundaki M_z bileşeninin zamana göre değişimi,

$$\frac{dM_z}{dt} = -\frac{M_z - M_0}{T_1} \quad (2.2)$$

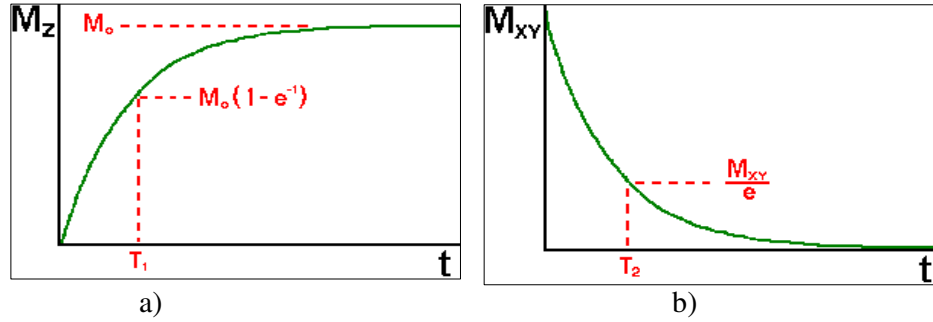
yazılır. Burada T_1 zamanına boyuna ya da spin-örgü durulma zamanı adı verilir. Denklem bize herhangi bir nedenden dolayı ısıl denge durumundan ayrılan

mıknatıslanmanın üstel (eksponansiyel) bir şekilde ısı dengedeki M_0 değerine yaklaştığını gösterir (Şekil 2.5a). Diğer yandan RF pulsı sayesinde presesyona başlayan mıknatıslanma vektörünün enine bileşenleri zaman ile sıfıra yaklaşırlar. Bunun nedeni ise, ortalama mıknatıslanma vektörüne katkıda bulunan atom manyetik momentlerin farklı etkin manyetik alan görmesinden dolayıdır. Böylece her çekirdek manyetik momentinin $\omega_0 = \gamma B^0$ frekansı bir miktar farklı olur ve ortalama mıknatıslanma $1/T_2$ hızla kaybolur. Bu iki mıknatıslanma bileşeninin zaman ile değişmesi aşağıdaki denklemler ile verilir,

$$\frac{dM_x}{dt} = -\frac{M_x}{T_2} \quad (2.3)$$

$$\frac{dM_y}{dt} = -\frac{M_y}{T_2} \quad (2.4)$$

şeklinde yazılabilir. Buradaki T_2 zamanına enine ya da spin-spin durulma zamanı denir, (Şekil 2.5b).



Şekil 2.5: 90° pulsı kesildikten sonra, a) M_z 'nin yeniden denge durumuna ulaşması, b) Enine mıknatıslanma M_{xy} 'nin RF uyarısı öncesindeki sıfır değerine ulaşması.

O halde durulma etkilerinde hesaba katıldığı bir spin sistemini niteleyen hareket denklemi, etkileşimsiz spinler için mıknatıslanma vektörü $\frac{d\vec{M}}{dt} = -\vec{M} \times \gamma \vec{H}$ ifadesi esasen T_1 ve T_2 durulma süreçlerini içeren (2.3), (2.4) ve (2.5) denklemleri şeklinde olacaktır, yani xyz- Laboratuvar sisteminde bir spin sisteminin hareket denklemi:

$$\frac{d\vec{M}}{dt} = \gamma(\vec{M} \times \vec{H}) - \frac{M_x \hat{i} + M_y \hat{j}}{T_2} - \frac{M_z - M_0}{T_1} \hat{k} \quad (2.5)$$

dır. Bu denklem laboratuvar sistemindeki bileşenleri cinsinden;

$$\frac{d\vec{M}_x}{dt} = \gamma(\vec{M} \times \vec{H})_x - \frac{M_x}{T_2} \quad (2.6)$$

$$\frac{d\vec{M}_y}{dt} = \gamma(\vec{M} \times \vec{H})_y - \frac{M_y}{T_2} \quad (2.7)$$

$$\frac{d\vec{M}_z}{dt} = \gamma(\vec{M} \times \vec{H})_z - \frac{M_z - M_0}{T_1} \quad (2.8)$$

şeklinde yazılır. Bu denklemlere Bloch denklemleri denir [10]. Burada $\vec{H}$ manyetik alanı, sistemin gördüğü toplam manyetik alan olup sabit dış magnetik alan (H_0) ile radyo frekans alanının (H_1) toplamından oluşmaktadır. Bu durum Bloch denklemlerindeki manyetik alanın değişken bir alan olduğunu söyler. Bu nedenle Bloch denklemlerinin çözümü döner koordinat sisteminde daha kolay bulunur. Döner koordinatlarda T_1 ve T_2 zamanları, Bloch denklemlerinden yararlanarak tanımlanabilir. Eğer bu sisteme 90° yani $\gamma H_1 \tau = \pi/2$ (τ palsin zaman uzunluğu) uygularsak ve RF alanının ω frekansı, ω_0 rezonans frekansına eşit ise puls kesildikten sonra döner koordinat sisteminde Bloch denklemleri:

$$\frac{d\vec{M}_x}{dt} = -\frac{M_x}{T_2} \quad (2.9)$$

$$\frac{d\vec{M}_y}{dt} = -\frac{M_y}{T_2} \quad (2.10)$$

$$\frac{d\vec{M}_z}{dt} = -\frac{M_z - M_0}{T_1} \quad (2.11)$$

biçimini alırlar. Çünkü $\omega = \omega_0$ açısal frekans ile dönen koordinat sisteminde sabit

manyetik alan $H'_0 = H_0 - (\omega_0/\gamma) = 0$ olur. 90^0 pulsunun kesildiği anı $t=0$ olarak alalım. 90^0 'lik RF pulsundan sonra, $t=0$ da $M_z=0$ olur ve dengeye ($M_z=M_0$) gelen mıknatıslanmanın z -bileşeni için 2.11 denkleminin çözümü;

$$+ \int_0^{M_z} \frac{dM'_z}{M'_z - M_0} = + \ln(M_0 - M'_z) \Big|_0^{M_z} = - \frac{t'}{T_1} \Big|_0^t \quad (2.12)$$

şeklinde bulunur. Böylece $M_z = M_0(1 - e^{-t/T_1})$ olacaktır. Bu bağıntı, spin-örgü durulma zamanına özdeş olan boyuna durulma zamanı T_1 'i tanımlamaya yeter. 90^0 pals uygulandıktan sonra mıknatıslanma tümüyle (xy) düzlemi içine döndüğü için $M_z=0$ 'dır. $t=0$ 'da 90^0 palsı kesildikten sonra M_z 'nin M_0 değerine eksponansiyel (üstel) şekilde değişerek $M_0(e-1)/e$ ulaşması için geçen bu süreye T_1 , boyuna durulma, zamanı denir. 90^0 pals etkisiyle sıfıra düşen M_z bileşeninin, 90^0 palsı kesildikten sonra yeniden M_0 denge durumundaki değerine ulaşması Şekil 2.5-a gibi olacaktır. Bu eğri, öte yandan, RF kaynağından soğurulan enerjinin örgüye aktarılmasını da belirtmektedir.

Diğer yandan, 90^0 palsının kesildiği anda mıknatıslanma vektörünün X ve Y doğrultularındaki değerlerini $M_X(0)$ ve $M_Y(0)$ olarak kabul edersek enine mıknatıslanma bileşenleri için çözümler;

$$M_X = M_X(0)e^{-t/T_2} \quad (2.13)$$

$$M_Y = M_Y(0)e^{-t/T_2} \quad (2.14)$$

şeklinde olacaktır. Bu durumda toplam enine mıknatıslanmanın t anındaki genliği;

$$M_e = M_e(0)e^{-t/T_2} \quad (2.15)$$

şeklindedir. Burada $M_e(0) = \{M_X^2(0) + M_Y^2(0)\}^{1/2}$ dir.

Böylece dönen koordinat sisteminde spin sistemi rezonans durumunda iken, üzerine uygulanan RF alanı kesildikten sonra mıknatıslanma vektörünün bileşenlerinin davranışlarını incelemiş olduk. Laboratuar koordinat sistemine dönersek z -bileşeninin zaman bağlı ifadesi değişmezken, x ve y bileşenlerinin

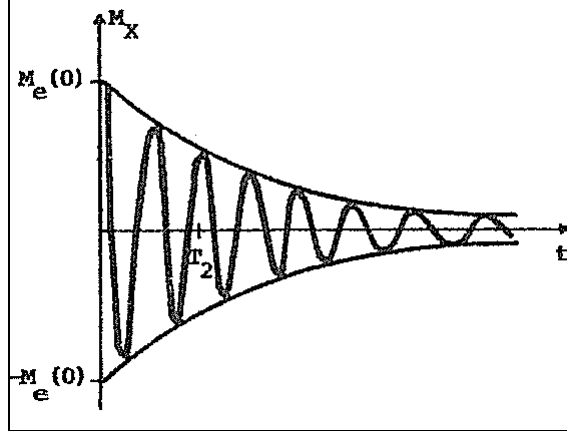
zamana bağılı ifadeleri;

$$M_x = M_e(0)e^{-t/T_2} \cos \omega_0 t \quad (2.16)$$

$$M_y = M_e(0)e^{-t/T_2} \sin \omega_0 t \quad (2.17)$$

formunda olacaktır.

Demek ki, durulma işleminin etkisinde kalan manyetik sistemin hareketi, periyodik bir dönüş hareketi yerine sönümlü bir harekettir. Örneğin M_x bileşeninin zamana göre değişimi Şekil 2. 6'ta görüldüğü gibidir.



Şekil 2.6: 90° pulsu kesildikten sonra M_x bileşeninin zamanla değişimi.

M_x eğrisinin “zarfı” harmonik fonksiyon öncesinde $M_e(0)e^{-t/T_2}$ değerindeki genlik ile verilmektedir.

2.1.4. NMR Sinyal Spektrumu

Presesyon hareketinde bulunan bir manyetik moment; etrafında dönen bir manyetik alan üretir. Eğer bir radyo frekans dedektörü, örneğe yakın bir yere yerleştirilirse, dönen manyetik alan salınımlı bir elektrik akımını meydana getirir. Bu salınımlı elektrik akım özel elektronik devreler sayesinde yükseltilerek kuadrature dedektöre verilir. Bu dedektör aygıtında ise örnekten gelen yüksek frekanslı sinyal referans (yani uyarı olarak kullanılan) frekans ile karşılaştırılır. Bu iki frekans farkı alınarak düşük frekanslı sinyal kaydedilir. Bu sinyal de NMR sinyali veya serbest

indüksiyon bozunumu (FID) olarak adlandırılır. NMR spektrometreleri bu zaman boyutundaki sinyalin Fourier dönüşümünü alarak frekans boyutundaki NMR spektrumuna çevirirler. FID sinyalinin;

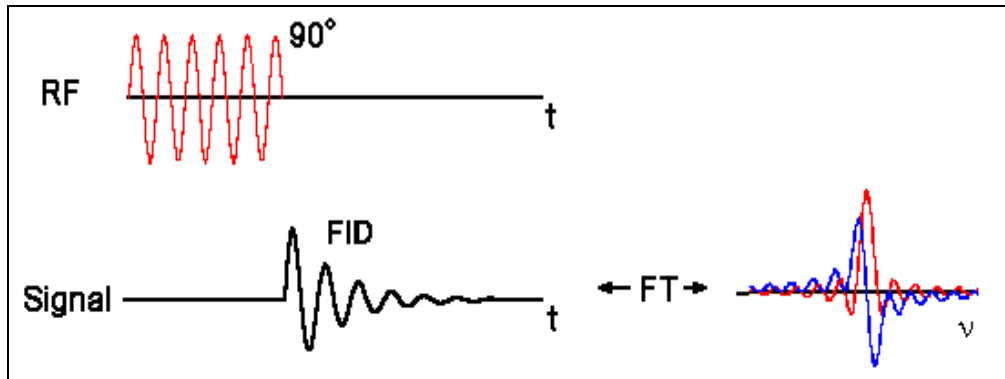
$$s(t) \equiv \exp\{i(\Omega^0 - \lambda)t\} \quad (2.18)$$

şeklinde olduğunu farz edelim. Burada λ , T_2^{-1} ' e eşit bir sabittir. Ω^0 ise; $\Omega^0 = \omega_0 - \omega_{ref}$ eşit olup ω_0 her bir spin sistemi için rezonans (Larmor) frekansı, ω_{ref} ise spektrometrenin referans frekansıdır. Tabiki gerçek bir sinyal, farklı s_i sinyal bileşenlerinin süperpozisyonudur. Bu farklı sinyal bileşenleri hem farklı spin çevresinden (kimyasal kayma) hemde her bir spin üzerinde etkili olan manyetik alanın uzaysal ve zamansal olarak dalgalanmasından (çizgi genişliği) kaynaklanabilir. Bu durumda toplam sinyal;

$$s(t) = \sum_i s_i(t) \quad (2.19)$$

olacaktır. Zaman bağımlı bu toplam $s(t)$ sinyaline Fourier transformu uygulanırsa aşağıdaki forma sahip olan frekans bağımlı $S(\Omega)$ spektrumunu elde ederiz:

$$S(\Omega) = \int_0^\infty s(t) \exp\{-i\Omega t\} dt \quad (2.20)$$



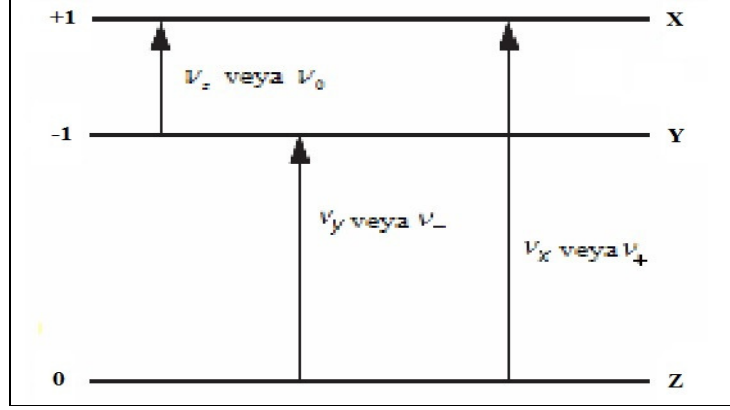
Şekil 2.7: FID sinyali ve Fourier dönüşümü alınmış hali.

Hem zaman domainindeki sinyal hemde frekans domainindeki spektrumun her

ikisi de kompleks fonksiyonlar olup imajiner ve reel kısımları mevcuttur.

2.2. Çekirdek Kuadrupol Rezonans

Nükleer kuadrupol rezonans (NQR) tekniği, kuadrupol (yani küresel olmayan) bir çekirdek ile komşu yüklerin (özellikle valans elektronların) ürettiği kristal elektrik alan gradyentinin (EFG) elektrostatik etkileşmesine dayanan bir yöntemdir. Kristal elektrik alan etkisiyle bir çekirdeğin enerji seviyeleri yarılr. Radyofrekans bölgesinde elektromagnetik alan bu seviyeler arasında geçişlere sebep olur. Rezonans sinyalinin frekansı birkaç kHz' den yüzlerce MHz' e kadar değişebilir ve kuadrupol çekirdek ile maddenin türüne bağlıdır. Bu geçişlere karşılık gelen NQR spektrumu, insanın parmak izi gibi herbir kimyasal bileşimin kendine has karakteristik bir özelliğidir. Bu yüzden kuadrupol rezonansı, kristal yapılr birçok katı maddenin analiz edilmesine olanak sağlar. Kuadrupol etki temelde çevredeki elektron bulutlarının elektrostatik potansiyeli ile çekirdeğin yük yoğunluğunun etkileşimine dayanmaktadır. Kuadrupol moment eQ olarak gösterilir, ve burada e elektron yüküdür. Kuadrupol moment fiziksel bir parametre olup çekirdekdeki yük dağılımına bağlıdır. Elektrik alan gradyenti ise molekül veya kristaldeki çekirdek çevresindeki yükler tarafından üretilir. Bir çekirdeğin kuadrupol etkileşimin büyüklüğü kristal veya moleküler çevrenin karakterize eden bir parametredir. ^{14}N çekirdek spini $I=1$ olan bir çekirdek olup enerji seviyeleri ve bunlar arasında geçişler Şekil 2.8'de gösterilmiştir. ^{14}N çekirdeği için $I=1$ olup çekirdek spin kuantum sayıları $m=0, +1, -1$ değerlerine sahiptir. Şekil 2.8' de enerji seviyeleri NMR tekniğindeki gibi m sayısının $+1, -1, 0$ değerleriyle not edilsede, bu sadece bir gelenek olup bu enerji seviyelerinin dalga fonksiyonları aslında $\hat{I}$ operatörünün öz fonksiyonlarından $|m\rangle$ farklıdır[20]!



Şekil 2.8: ^{14}N çekirdeğinin enerji diyagramı ve izin verilen geçişleri.

^{14}N çekirdeği için üç tane izinli geçiş vardır. Bu geçişlere tekabül eden frekanslardan biri (ν_x veya ν_+) diğer iki frekansın (ν_y veya ν_- ; ν_z veya ν_0) toplamı olup 0.2-6 MHz aralığında bir değere sahiptir. Bu frekanslar kuadrupol çiftlenim sabiti (e^2qQ/h) ve asimetri parametresi (η) olarak bilinen niceliklerle ilişkilidir:

$$\nu_x = \frac{3}{4} \frac{e^2qQ}{h} \left(1 + \frac{\eta}{3}\right) \quad (2.21)$$

$$\nu_y = \frac{3}{4} \frac{e^2qQ}{h} \left(1 - \frac{\eta}{3}\right) \quad (2.22)$$

$$\nu_z = \frac{1}{2} \frac{e^2qQ}{h} \frac{\eta}{3} \quad (2.23)$$

burada e elektronun yükü, h Plank sabiti, eq elektrik alan gradyent tenzörünün şiddeti, eQ nükleer elektrik kuadrupol moment ve η asimetri parametresidir. EFG üç boyutlu bir tenzör olup q_{xx} , q_{yy} ve q_{zz} sembolleriyle gösterilir. Aralarında $|q_{xx}| \leq |q_{yy}| \leq |q_{zz}|$ şeklinde bir ilişki vardır. EFG'yi tam olarak tanımlayabilmek için büyüklüğüne (genliğine), simetrisine ve yönelimine ihtiyaç duyulur. Temel eksen sisteminde, eq EFG'nin büyüklüğünü karakterize eder, η asimetri parametresi EFG'nin eksensel simetriden ne kadar saptığını ölçer ve 0-1 aralığında bir değer alır. EFG'nin kristal örgüye göre yönelimi ise Euler açıları ile tanımlanır[20].

Kuadrupol etkileşimler genellikle üç durumda ortadan kalkar.

- Kuadрупolar etkileşimin I değeri 0 veya 1/2 olan tüm çekirdekler için sıfırdır.
- Kuadрупolar çekirdek kübik bir yapıda yer alınca simetriden dolayı eq sıfır olur.

Bu nedenle nükleer kuadрупol çiftlenim sabiti, e^2qQ/h , sıfır olur.

- İzotropik sıvı ya da gaz içerisindeki bir moleküle ait çekirdeğin kuadрупol etkileşmesi moleküllerinin hızlı dönmesinden dolayı ortalamada sıfırdır.

2.2.1. NQR Enerjileri

En genel durumda spini $I=1$ olan ^{14}N çekirdeğinin, Şekil 2.8’de gösterildiği gibi, üç enerji seviyesi vardır. Dolayısıyla seviyeler arasında üç tane NQR geçişi mümkündür.

Bu enerji seviyelerini veren NQR Hamiltonyeninin [10] ve bu seviyeler arasındaki geçiş frekansları:

$$H_Q = \frac{e^2Qq}{4}[3I_z^2 - I^2 + \frac{\eta}{2}(I_+^2 + I_-^2)] \quad (2.24)$$

$$w_0 = \frac{e^2Qq}{2\hbar}\eta, \quad w_+ = \frac{e^2Qq}{4\hbar}(3+\eta), \quad w_- = \frac{e^2Qq}{4\hbar}(3-\eta) \quad (2.25)$$

Burada $I_{\pm} = I_x \pm iI_y$, ve I_x, I_y, I_z temel koordinat sistemindeki çekirdek spin operatörleri, $e^2Qq_{(zz)}$, NQR etkileşme sabiti, η , CEF (Kristal Elektrik Alanı) gradyentinin asimetri parametresi ve $\hbar$ ise Plank sabitidir.

2.2.2. NMR ve NQR Sinyalinin Parametreleri

Herhangi bir NMR ve NQR sinyali, rezonans frekansı ve durulma parametreleri ile karakterize edilir.

NMR/NQR sinyali aşağıdaki durulma parametreleri ile karakterize edilir [11]:

- Spin-örgü durulma zamanı T_1 . Bu durulma zamanı mıknatıslanmanın, yani Boltzman dağılımı ile verilen iki seviye arasındaki popülasyon farkının, termal

dengeye gelmesi için gerekli olan süredir. En iyi SNR'i elde etmek için puls serileri arasında zaman periyodu 3-5 T_1 aralığında olması gerekmektedir.

- Dönen çerçevede spin-örgü durulma zamanı $T_{1\rho}$ 'dir. Bu parametre çoklu puls serisi sırasında mıknatıslanmanın dengeye gelmesini karakterize eden etkin bir durulma zamanıdır.
- Spin-spin durulma zamanı T_2 . Bu parametre enine manyetizasyonun sıfırlanması için geçen zaman olup RF pulsları ile uyarılmış çekirdek manyetik momentlerinin koherent presesyonunun yaşam süresi ve deneysel olarak çoklu puls deneylerinde “yankı” sinyallerinin zayıflama sürecinden bulunur.
- T_2^* , rezonans çizgi genişliğini tanımlayan bir zaman olup manyetik alanın homojen olmadığı durumlarda T_2 'den farklıdır. Homojen olmayan manyetik alanın varlığında; $1/T_2^* = 1/T_2 + 1/T_{2\text{inhomo}}$ şeklinde olup eğer manyetik alan oldukça homojen ise T_2^* değeri T_2 ile aynı olacaktır. Homojen manyetik alanın olmadığı durumlarda T_2^* Lorentzian şekline sahip bir rezonans eğrisi için yarı yükseklikteki çizgi genişliğinden elde edilir.

$$\Delta\nu = \frac{1}{\pi T_2^*} \quad (2.26)$$

NMR/NQR tespitindeki sinyal gürültü oranı (SNR) hem maddenin rezonans frekanslarına hem de durulma zamanlarına bağlıdır.

3. DEVRELER

Birçok NMR/NQR deneylerinin asıl amacı sinyallerin T_1 , T_2 durulma zamanlarının ölçülmesi ve bu parametreleri kullanarak madde hakkında bilgi elde edilmesidir. Ancak, bazı maddelerin T_2 durulma zamanları çok kısadır. RF alanı uygulandıktan sonra rezonans devresinde meydana gelen geçici tepki (salınımlar) sinyalin algılanmasını engeller. Salınımların sönümlenmesi için geçen bu süreye dedektör ölü zamanı denir. Diğer problem ise, rezonans devresinin sinyal algılama ve sinyal gönderimi için çift amaçlı kullanılmasından kaynaklanmaktadır. Güç yükseltecinin çıkışından proba gönderilen yüksek güçteki RF sinyalinden, algılanan sinyali yükseltmek amacıyla proba bağlanan ön yükseltecin zarar görmemesi için gönderici kısım ile alıcı kısmın birbirinden ayrılması gereklidir. Bu işi yapan devrelere duplekser devreleri denir. Ayrıca tespit edilen çok zayıf (düşük gerilimdeki) sinyalin, sinyal gürültü oranını fazla düşürmeden, kuvvetlendirilmesi gerekmektedir. Bunun için hassasiyeti yüksek ve kendisinin gürültü oranı düşük olan ön yükselteçler kullanılır.

Bir analitik yöntemin doğruluğunu ve hassasiyetini belirleyen en büyük etken gürültü denen istenmeyen sinyallerin varlığıdır. Bunlar ölçülecek analitik sinyalin üzerine binerler. NQR sinyalinin sinyal gürültü oranı (SNR) denklem 3.1 deki gibi bir yaklaşımla gösterilebilir [12];

$$SNR \propto \xi \gamma I (I+1) \sqrt{v^3 Q V T_2 / \beta T_1} \quad (3.1)$$

şeklinde ifade edilebilir. Buradaki ξ bobin hacminin dolum faktörü, γ çekirdeğin jiromanyetik oranı, I çekirdek spini, v rezonans frekansı, Q , prob devresinin kalite faktörü, V , dedeksiyon bobininin iç hacmi, T_1 ve T_2 , durulma parametreleri, β , alıcının bant genişliğidir. Bunların dışında sinyal alıcıya gelene kadar ön yükseltecin gürültüsünden de etkilenir. Ayrıca ortam sıcaklığı gibi hem probun hem de ön yükseltecin gürültü seviyelerini belirleyen başka faktörler de vardır.

Rezonans frekansının azalmasıyla sinyal gürültü oranı düşer. Düşük frekans uygulamalarında SNR arttırmak için bobin hacminin dolum faktörü, örnek hacminin veya Q faktörünün değeri büyük seçilmelidir. Özellikle pratik uygulamalar açısından Q faktörünün artırılması önemlidir. Ancak Q faktörünün yükseltilmesi başka

problemleri de beraberinde getirir. Örneğin, patlayıcıların NQR çizgi genişliği 10^2 - 10^3 Hz civarındadır. Probun bant genişliği ise “rezonans frekans/Q” dur. Düşük frekanlarda probun Q faktörünün değeri çok büyük olursa probun bant genişliği NQR çizgi genişliği kadar olabilir [9,19]. NQR frekanslarının sıcaklığa bağlılığı yüzünden algılanmak istenen bileşiğin rezonans frekansı sıcaklıkla değişerek prob bant genişliğinin dışında kalmasına sebep olur ve tespit edilemez. Q faktörünün dedektör ölü zamanıyla ilişkisi denklem 3.2 de verilmiştir. Sönüm süresi τ rezonans devresinde depolanan enerjinin e kadar azalması için gerekli süre olarak tanımlanır ve dedektörün Q faktörüne bağlıdır [13]:

$$\tau = \frac{2Q}{\omega_0} \quad (3.2)$$

Kalite faktörünü arttırmak sönümleme süresinin daha uzun olmasına neden olur. Denklem 3.2, dedektör parametrelerine ve sonraki devreler ile empendans arasındaki uyum veya yükleme şartları göz önüne alınmaksızın geçerlidir.

$$x = 10 \log_{10}(1000P) \quad (3.3)$$

Denklem 3.3 te x, güç oranı dBm cinsinden, P, watt cinsinden güçtür. Bobin ile algılanan NQR sinyalinin gerilimi yaklaşık 20 nV tur. Buna karşılık gelen güç $P = [20 \text{ nV}]^2 / 50 \text{ Ohm} = 8 \times 10^{-18} \text{ W}$ ’tır, yani $P = 8 \times 10^{-15} \text{ mW}$ ’ tır, bu bize yaklaşık olarak $x = -140 \text{ dBm}$ sonucunu verir. Vericiden gönderilen RF sinyalinin gücü ise 1 kW (60 dBm)’dir. Ön yükselticinin devreye girmesi için yaklaşık 200 dBm’lik güç sönümü gereklidir. Basit bir hesaplama ile 23τ kadar bir süre gerektiği bulunabilir. Genellikle sistemin “ringing time”, yani istenmeyen salınımların sönümleme zamanı yaklaşık olarak 20τ ’ luk süre kabul edilmektedir [13].

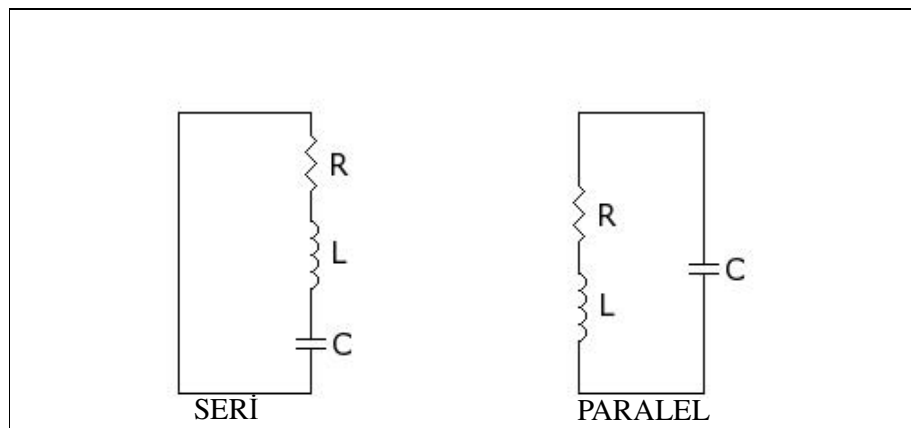
Denklem 3.1 bize iyi SNR elde etmek için Q faktörünün mümkün olduğunca yüksek, bobin dolum faktörünün ve örnek hacminin ise büyük değerli olmasını söyler. Ancak Q faktörünün yüksek olması sönüm süresini uzatır ve sönüm süresinden daha kısa sürede tepki veren sinyallerin tespitini, imkansız hale getirir. Bobininin sönüm zamanını azaltmak için verici pulsunu takip eden kısa ve ters fazlı bir darbe kullanılmaktadır [14]. Ancak bu çözüm de teknik olarak çok kolay olmadığından pek kullanılmamaktadır.

Bu yüzden Q değerini değiştiren yöntemler yaygın olarak kullanılır. Bu teknikte yüksek Q değerine sahip dedektörün devresi kullanılır. Ek elektronik devreler yardımıyla yüksek güçteki sinyalin proba iletilmesi sırasında veya sonrasında Q değeri düşürölür, bu sayede rezonans devresinin ölü zamanı kısaltılmış olur. RF palsı ve istenmeyen salınımlar bittikten hemen sonra prob sistemi yeniden yüksek Q değerine döner [15-18].

Tespit edilen sinyalin çizgi genişliği ($\Delta\nu$) algılayıcının bant genişliği kadar veya daha küçük olduğu durumlarda olabilir. $\omega/Q < \Delta\nu$ koşulunun sağlandığı durum süper Q tespiti olarak adlandırılır. Bu koşulun sağlandığı durumda gerçek cihazın erişebilecek en yüksek SNR değeri sistemde kullanılan yükseltecin gürültü seviyesi ile sınırlanır. Yüksek Q 'lu algılayıcı, yüklenmemiş Q değeri yüzbin mertebesinde olan süperiletken bobinler ile gerçekleştirilebilir [19].

3.1. Rezonans Devreleri

NMR-NQR tekniklerinin en temel algılayıcı devreleri RLC rezonans devreleridir. Rezonans devrelerinde, rezonans frekansında empedansın sanal kısımları (reaktans) 0' a gider. Rezonans frekansında bağlantı iletkenlerinden dolayı devrede çok küçük direnç değeri vardır. Rezonans devreleri, indüktör ve kapasitörün bağlantılarına göre iki tiptir. Bunlar seri ve paralel rezonans devreleridir.



Şekil 3.1: Seri ve Paralel bağlı RLC.

Seri devre için eş değer empedans:

$$Z_s = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \quad (3.4)$$

Sanal kısmı 0 a eşitlersek rezonans frekansını buluruz.

$$Z_s = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \quad (3.5)$$

$$\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) = 0 \quad (3.6)$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.7)$$

Paralel devre için eşdeğer admitans:

$$Y = \frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C \quad (3.8)$$

Sanal kısmı 0' a eşitlersek rezonans frekansını buluruz.

$$Y = \frac{1}{R} + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right) \quad (3.9)$$

$$\omega C - \frac{1}{\omega L} = 0 \quad (3.10)$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.11)$$

Rezonans frekansı yalnızca devre parametrelerine bağlı bir değerdir. İndüktör ve kapasitör değerlerini arttırmak, rezonans frekansını düşürür. Rezonans devrelerinde indüktörde depolanan enerji maksimum olduğunda kapasitörde depolanan enerji sıfırdır. Tam tersi durum, yani kapasitörde depolanan enerji maksimum olduğunda indüktörde depolanan enerji sıfırdır. Rezonans devrelerinin salınımı depolanan enerjinin tamamı direnç üzerinden boşalana kadar devam eder.

3.2. Q Faktör

Bir rezonans devresinin kalite faktörü Q, depolanan maksimum enerjinin bir periyotta harcanan enerjinin 2 pi katıdır. Bu değer devrenin rezonans frekansına, rezonans devresinin bobinine ve devre direncine bağlıdır.

Depolanan enerji açısından rezonans devrelerini incelersek. Reaktif elemanlar enerji depolarken, direnç enerji harcar. Bu, rezonans frekansında maksimum enerjinin depolanması ile çevrim başına harcanan gücün arasındaki oranı belirlemek açısından önemlidir. İndüktörde depolanan maksimum enerji:

$$W_L = \frac{1}{2} L I_p^2 \quad (3.12)$$

Kapasitörde depolanan maksimum enerji:

$$W_C = \frac{1}{2} C V_p^2 \quad (3.13)$$

Buradaki I_p ve V_p sırasıyla tepe akımı ve tepe voltajıdır. Rezonans devreleri için rezonans frekansında denklem 3.14 yazılabilir.

$$W_L = \frac{1}{2} L I_p^2 = \frac{1}{2} L \frac{V_p^2}{(w_0 L)^2} = \frac{1}{2} L \frac{V_p^2 LC}{L^2} = \frac{1}{2} C V_p^2 = W_C \quad (3.14)$$

Rezonans frekansında $\left(f_0 = \frac{w_0}{2\pi}\right)$ bir periyot, T_0 , süresi boyunca direnç üzerinden harcanan enerji:

$$W_R = \frac{1}{2} I_p^2 R T_0 = \frac{1}{2} \frac{I_p^2 R}{f_0} \quad (3.15)$$

Maksimum depolanan enerji ile bir çevrim boyunca harcanan enerji arasındaki oran:

$$\frac{W_L}{W_R} = \frac{\frac{1}{2} L I_P^2}{\frac{1}{2} I_P^2 R} = \frac{f_0 L}{R} \quad (3.16)$$

Tipik olarak denklem 3.16 daki bu niceliğin 2π ile çarpılmasıyla kalite faktörü (Q) ismini alır:

$$Q = \frac{w_0 L}{R} = \frac{w_0^2 L}{w_0 R} = \frac{1}{w_0 R C} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.17)$$

Bütün bu işlemler seri rezonans devresi içindi. Paralel rezonans devresi için Q faktörünün bulalım,

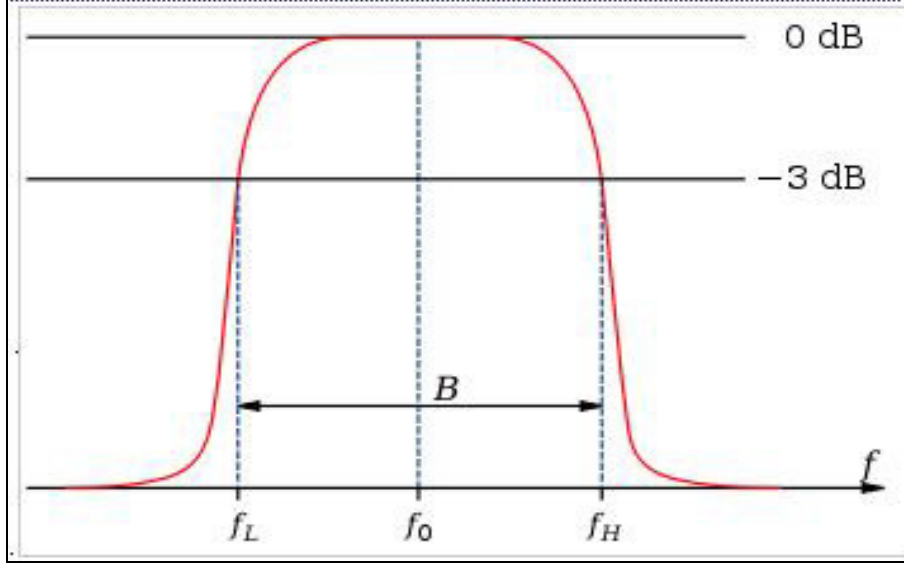
$$W_R = \frac{1}{2} \frac{V_P^2}{R} T_0 = \frac{1}{2} \frac{V_P^2}{R f_0} \quad (3.18)$$

$$\frac{W_C}{W_R} = \frac{\frac{1}{2} C V_P^2}{\frac{1}{2} \frac{V_P^2}{R f_0}} = R C f_0 \quad (3.19)$$

Denklem 3.19 da çıkan sonucun 2π ile çarpılmasıyla bu sefer paralel rezonans devresi için Q faktörünü buluruz:

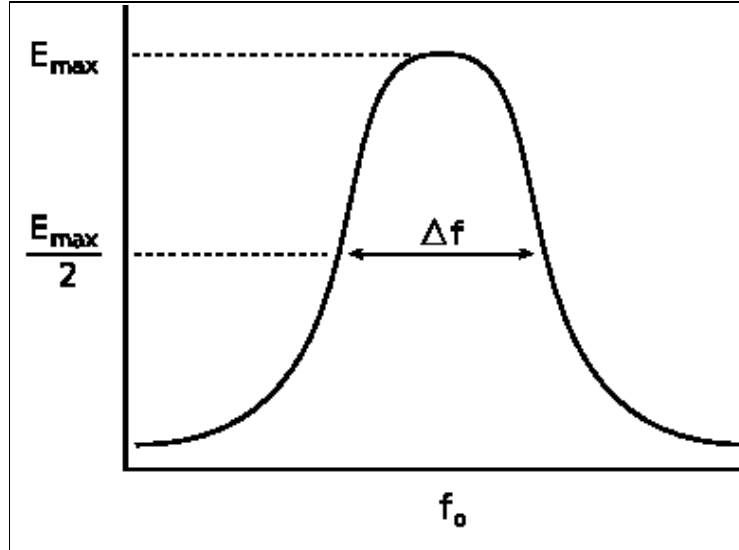
$$Q = w_0 R C = \frac{w_0^2 R C L}{w_0 L} = \frac{R}{w_0 L} = R \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (3.20)$$

Ayrıca Q faktörünün belirlendiği bir başka ölçüt rezonans frekansının, rezonans frekansında elde edilen sinyalin peak değerinin 3dB azaldığı, yani RMS değerine düştüğü frekanslar arasındaki farka bölünmesidir. Bu fark bant genişliği olarak adlandırılır.



Şekil 3.2: Bant genişliği.

Ayrıca rezonans frekansında peak yapan sinyalin rms değerine düşmesi demek doğal olarak gücün yarıya inmesi demektir.



Şekil 3.3: Bant genişliğinin enerji bazında gösterimi.

Reaktif bileşenler açısından Q faktörü incelendiğinde devre rezonans frekansındayken, indüktör için kalite faktörü:

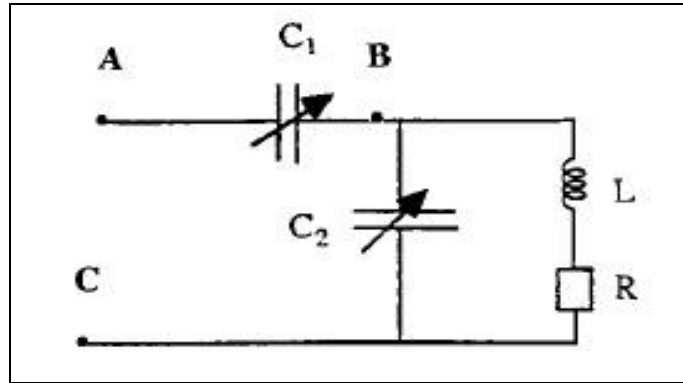
$$Q = \frac{X_L}{R_L} = \frac{\omega L}{R_L} \quad (3.21)$$

Buradaki X_L , indüktif reaktans, R_L , indüktörün direncidir. Kondansatör içinse kalite faktörü:

$$Q = \frac{X_C}{R_C} = \frac{1}{\omega C R_C} \quad (3.22)$$

Buradaki X_C , kapasitif reaktans, R_C , kondansatör direncidir.

NMR/NQR tekniklerinde sıklıkla kullanılan rezonans devresinin konfigürasyonunun analizini yapalım. Konfigürasyon şekil 3.4' te gösterilmiştir.



Şekil 3.4: NMR/NQR rezonans devresi.

Burada C_1 kondansatörü empedans eşleşmesi için, C_2 kondansatörü rezonans frekansını ayarlamak için kullanılır. R etkin direnç ve L de saf endüktanstır.

$$Z_{AC} = Z_{BC} + \frac{1}{j\omega C_1} \quad (3.23)$$

Z_{AC} yi belirli yaklaşımlar ile indirgeyelim,

$$Z_{AC} = \frac{(R + j\omega L) / j\omega C_2}{R + j\omega L + 1/j\omega C_2} + \frac{1}{j\omega C_1} \quad (3.24)$$

Z_{AC} , eşitliğinde Z_{BC} yi açık şekilde yazdık.

$$Z_{BC} = \frac{R}{(1 - w^2 LC_2)^2 + (wC_2 R)^2} + jw \frac{L(1 - w^2 LC_2) - C_2 R^2}{(1 - w^2 LC_2)^2 + (wC_2 R)^2} + \frac{1}{jwC_1} \quad (3.25)$$

Z_{BC} yi reel ve sanal kısımlarına ayırdık. $(wC_2 R)^2$ ve $C_2 R^2$ çok küçük değerler ihmal edilebilir, bu durumda denklem 3.25, denklem 3.26 ya indirgenebilir.

$$Z_{AC} = \frac{R}{(1 - w^2 LC_2)^2} + jw \frac{L}{(1 - w^2 LC_2)} + \frac{1}{jwC_1} \quad (3.26)$$

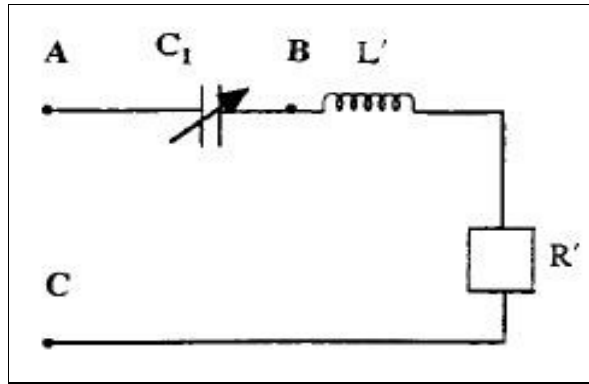
Denklem 3.26 empedans değerini incelersek devrenin empedansının seri rezonans devresi empedansına dönüştüğünü görürüz. Yeni oluşturduğumuz Z_{AC} empedansındaki direnç değeri,

$$R' = \frac{R}{(1 - w^2 LC_2)^2} \quad (3.27)$$

Denklem 3.26 daki indüktans değeri,

$$L' = \frac{L}{(1 - w^2 LC_2)} \quad (3.28)$$

Bu durumda devre seri rezonans devresine dönüştü $R' L' C_1$ seri devresi,



Şekil 3.5: NMR/NQR rezonans devresinin seri rezonans devresine indirgenmiş hali.

R' , empedans eşlenmesi için 50Ω olmalı,

$$R' = \frac{R}{(1 - w^2 LC_2)^2} = 50\Omega \quad (3.29)$$

Buradan C_2 kondansatörünün değeri kolaylıkla yazılabilir,

$$C_2 = \frac{1 - \sqrt{R/50\Omega}}{w^2 L} \quad (3.30)$$

Denklem 3.26 da sanal kısmı 0 a götürürsek, C_1 kondansatörü denklem 3.31 deki gibi olur.

$$C_1 = \frac{1 - w^2 LC_2}{w^2 L} \quad (3.31)$$

Denklem 3.31 deki $w^2 LC_2$ değeri yerine denklem 3.30 dan yararlanarak $1 - \sqrt{R/50\Omega}$ yazabiliriz bu durumda C_1 kondansatörünün değeri denklem 3.32 deki gibi olur.

$$C_1 = \frac{\sqrt{R/50\Omega}}{w^2 L} \quad (3.32)$$

Denklem 3.30 ve 3.32 den R değerini bulabiliriz.

$$\frac{1 - \sqrt{R/50\Omega}}{C_2} = \frac{\sqrt{R/50\Omega}}{C_1} \quad (3.33)$$

Denklem 3.33 teki eşitliği kullanarak R değeri,

$$R = \frac{50\Omega}{(1 + C_2/C_1)^2} \quad (3.34)$$

Denklem 3.30 dan yararlanılarak L değeri C_2 cinsinden tanımlanabilir,

$$L = \frac{1 - \sqrt{R/50\Omega}}{w^2 C_2} \quad (3.35)$$

Aynı zamanda denklem 3.32 den de L değeri tanımlanabilir,

$$L = \frac{\sqrt{R/50\Omega}}{w^2 C_1} \quad (3.36)$$

Bobinin kalite faktörü denklem 3.21 de verilmişti, denklem 3.21, denklem 3.34, denklem 3.35 ten yararlanarak Q değeri bulunabilir.

$$Q = \frac{(1 - \sqrt{R/50\Omega})(1 + C_2/C_1)^2}{wC_2 50\Omega} \quad (3.37)$$

Denklem 3.35 ile 3.36 yı birbirine eşitlersek,

$$C_1 = (C_1 + C_2)\sqrt{R/50\Omega} \quad (3.38)$$

$$1 = \left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right)\sqrt{R/50\Omega} \quad (3.39)$$

bulunur. Denklem 3.33 ten $\sqrt{R/50\Omega}$ değeri yalnız bırakılıp denklem 3.39 da yerine yazılırsa,

$$1 = \left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right)\left(\frac{C_1}{C_2}\right)(1 - \sqrt{R/50\Omega}) \quad (3.40)$$

$$\left(\frac{C_2}{C_1}\right) = \left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right)(1 - \sqrt{R/50\Omega}) \quad (3.41)$$

Denklem 3.41 den yararlanarak denklem 3.37 tekrar yazılırsa denklem 3.42 de Q faktörünün C_1 , C_2 cinden gösterimi elde edilmiş olur.

$$Q = \frac{(1 + C_2/C_1)}{wC_1 50\Omega} \quad (3.42)$$

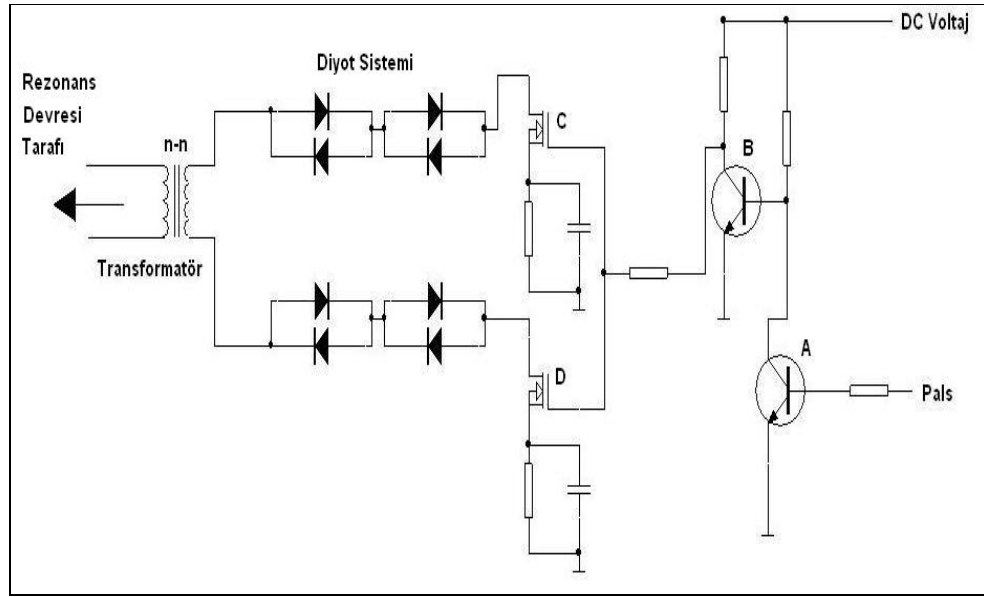
Bu denklemler empedans eşleşmesi sağlandığında bobinin L ve R değerlerini bulmada yardımcı olur ve bobinin Q sunu hesaplamakta kolaylık sağlar.

3.3. Q-switch

Sinyal algılamada en önemli konulardan biri, RF darbesinin gönderilmesinin ardından, rezonans devresinde oluşan transient(geçici) tepkinin sönüm süresi ile alıcı devresinin toparlanma süresidir. Bu sürelerin düşürülmesi bileşiklerin tespit hızını arttırır. Sinyalin sönüm süresi, dedektör devresinde depolanan enerjinin direnç üzerinden tüketilmesi için geçen süredir. Bu süre yaklaşık olarak $23\tau = 46Q/w_0$, dedektör devresinin Q -faktörüne bağlıdır. Yani bu süre içinde gelen başka bir sinyalin algılanması imkânsızdır. Bölümde ölçümleri alınan bileşikler için toparlanma süreleri TNT frekansında (842 kHz) 2 ms, Amonyum nitrat (AN) frekansında (423 kHz) ise yaklaşık 4 ms olarak bulunur.

TNT malzemesi için NQR sinyalinin durulma zamanı $T_2^* = 0.4$ ms [9] ve amonyum nitrat için $T_2^* = 2$ ms olduğunu hatırlarsak Q -switch devresi kullanılmayan dedektör ile NQR sinyali tümüyle rezonans devresindeki salınımların süresi içinde kalacak ve algılanamayacaktır. Düşük rezonans frekansı ve kısa durulma zamanı parametrelerine sahip olan malzemelerin dedekte edilmesi için Q -switch kullanılmasının gerekliliği bu noktada ortaya çıkar.

Q -switch devreleri rezonans devresine paralel bağlanır. Genel olarak anahtarlama(tetikleme) kısmı ve transformatör kısmından oluşur. Bazı durumlarda ise transformatör yerine röleler kullanılır.

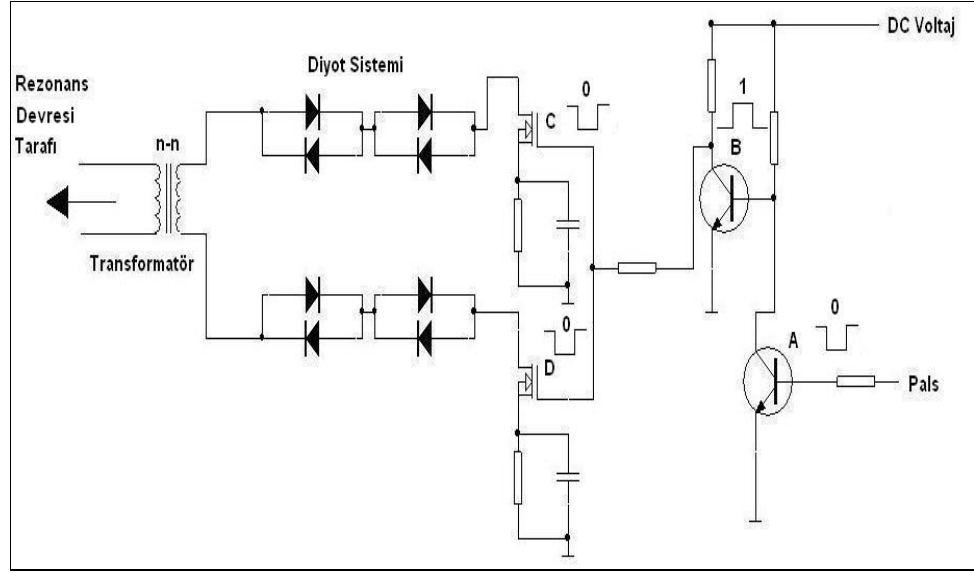


Şekil 3.6: Genel Q switch devresi.

RF darbe sinyalinin proba aktarımı bittikten sonra oluşan salınımlar, bazı bileşiklerin NMR/NQR sinyalinin alımını engeller. RF darbesinden hemen sonra tepki sinyali veren bileşiklerin ölçümlerinde olmazsa olmaz devrelerden biridir. Tepki sinyalini elde etmek için rezonans devresine paralel bağlanan Q-switchler RF darbe sinyalinden hemen sonra devreye girer. Q-switch transformatör kısmı RF darbeden hemen sonra tetikleme sinyalinin gelmesiyle açılır. Trafonun açılmasıyla rezonans devresi tarafındaki sargı uçları endüktif özelliğini kaybederek rezistif değer alır. Rezonans devresindeki istenmeyen salınımlar trafonun açılmasıyla toprağa akar.

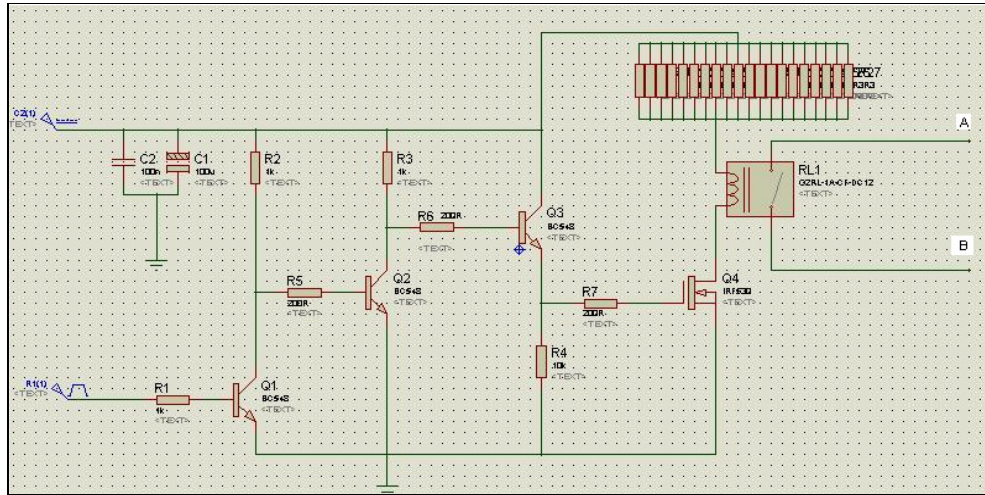
Şekil 3.6 daki Q-switch devresinden biraz bahsedelim. İlk önce şekilde görülen A, B, C, D transistörlerinin anahtarlama elemanı olarak kullanıldığını söylemekte yarar var. Diyotlar transistörleri korumak için kullanılmıştır. Şekildeki devre RF palsının hemen bitiminden sonra göndericinin Gate ucundan tetikleme sinyalini alır. Q switchin pals ucuna gelen tetikleme sinyali A transistörünün açılmasına sebep olur. A transistörünün açılması transistör iç direncinin çok küçük olması sebebiyle B transistörünün base inde çok küçük bir voltaj (neredeyse 0V) görülmesine sebep olur. Dolayısıyla B transistorünün kapanmasına sebep olur. B transistörü kapalıyken, B transistor ün kolektöründe görülen voltaj yüksektir. Bundan dolayı, B transistörünün kolektörüyle bağlantılı olan C ve D transistörlerinin Gateleri DC voltajı görür ve açılır. Transformatörün gerilim olan tarafına primer (Rezonans devresi tarafı), diğer tarafa yani anahtarlama devresi tarafına sekonder dersek C ve D transistörlerinin





Şekil 3.8: Q-switch devresi pals ucuna 0 gelmesiyle oluşan 1-0 durumları.

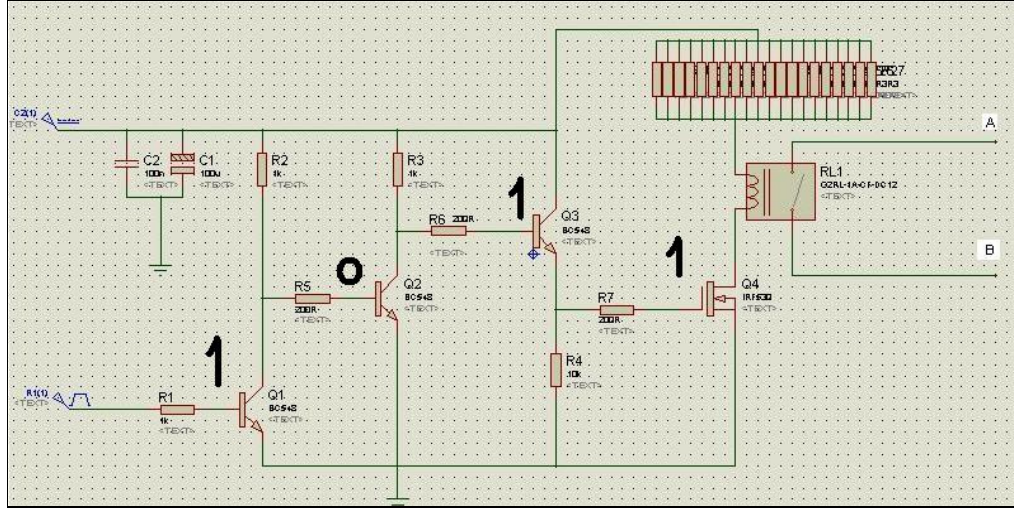
Anahtarlama elemanı olan rölede Q-switch devrelerinde kullanılır. Şekil 3.9 Röle kullanılan bir Q-switch devresidir.



Şekil 3.9: Röle kullanılan Q-switch devresi.

Bunun çalışmasına kısaca değinirsek pals geldikten sonra Q1 transistörü açılır. Q2 transistörünün base voltajı 0 olur, kapanır. Q3 base voltajı 1 olur, Q3 transistörü açılır. R4 direnci üzerinde voltaj oluşur ve Q4 transistörü açılır. Q4 transistörünün açılması ile Q4 transistörü üzerinden yüksek akım geçirilerek rölenin kapanması sağlanır. Bu sayede, A ve B uçlarından rezonans devresine paralel bağlanan röle, rezonans devresinde oluşan istenmeyen salınımların toprağa akmasını sağlar. Şekil

3.10 da palsa 1 gelmesiyle oluşan 1-0 durumları gsterilmiştir.



şekil 3.10: Röle kullanılan Q-switch devresinde palsa 1 gelmesiyle oluşan 1-0 durumları.

Q switchlerdeki transformatörün çalışmasına bakalım. Dikkat edilirse transformatör çevirme oranı $n/n = 1$ 'dir.

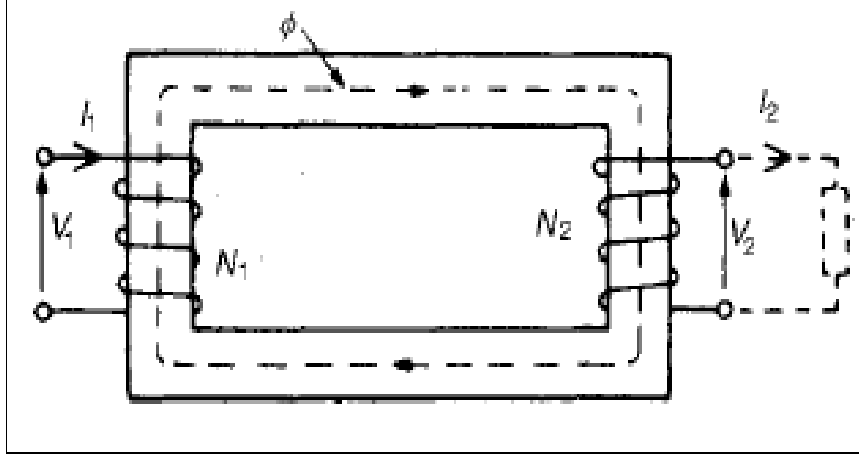
Faraday kanunundan;

$$V = \frac{d\lambda}{dt} \quad (3.43)$$

Burada V gerilim, $\lambda = N\Phi$ akı bağı, Φ akıdır. Akının büyüklüğü bobinden geçen akım ile orantılıdır.

$$\Phi = PNi \text{ ve } P = \frac{\mu \cdot A}{l} \quad (3.44)$$

Buradaki N bobin sarım sayısı, P yüzeyin manyetik iletkenliği (permeance) dir.



Şekil 3.11: Transformatör.

Sekonderi açık devre düşünelim bu durumda, Primer sargısında gerilim kaynağı uygulandığı düşünülüp primer sargısı için akıyı yazarsak;

$$\Phi_1 = \Phi_{11} + \Phi_{21} \quad (3.45)$$

Burada Φ_1 primer sargısından geçen toplam akıyı, Φ_{11} kaçak akıyı, Φ_{21} nüveden geçen akıyı göstermek üzere manyetik iletkenlikte benzer şekilde yazılabilir.

$$\Phi_1 = P_1 N_1 i_1 \quad (3.46)$$

$$\Phi_{11} = P_{11} N_1 i_1 \quad (3.47)$$

$$\Phi_{21} = P_{21} N_1 i_1 \quad (3.48)$$

$$P_1 = P_{11} + P_{21} \quad (3.49)$$

Primer sargısı için Faraday kanunu yazarsak;

$$V_1 = \frac{d\lambda_1}{dt} = \frac{d(N_1 \Phi_1)}{dt} = N_1 \frac{d}{dt} (\Phi_{11} + \Phi_{21}) = N_1^2 (P_{11} + P_{21}) \frac{di_1}{dt} = N_1^2 P_1 \frac{di_1}{dt} = L_1 \frac{di_1}{dt} \quad (3.50)$$

Benzer şekilde sekonder sargısı için;

$$V_2 = \frac{d\lambda_2}{dt} = \frac{d(N_2 \Phi_{21})}{dt} = N_2 \frac{d}{dt} (P_{21} N_1 i_1) = N_2 N_1 P_{21} \frac{di_1}{dt} \quad (3.51)$$

Buradan ortak endüktans;

$$M_{21} = N_2 N_1 P_{21} \quad (3.52)$$

Benzer işlemler primer açık devre yapıp sekonder sargısına gerilim uygulanırsa,

$$M_{12} = N_1 N_2 P_{12} \quad (3.53)$$

bulunur.

Manyetik olmayan malzemeler için $P_{12} = P_{21}$ eşit olduğundan

$$M_{12} = M_{21} = M \quad (3.54)$$

Dolayısıyla manyetik kuplajlı iki bobinli lineer devreler için ortak endüktans katsayısına indis eklemek gereksizdir. Ortak endüktans, endüktanslar cinsinden yazılırsa;

$$L_1 = N_1^2 P_1 \text{ ve } L_2 = N_2^2 P_2 \quad (3.55)$$

$$L_1 L_2 = N_1^2 N_2^2 P_1 P_2 = N_1^2 N_2^2 (P_{11} + P_{21})(P_{22} + P_{12}) \quad (3.56)$$

Lineer sistem için $P_{21} = P_{12}$ dir. Bu durumda eşitlik aşağıdaki gibi olur.

$$L_1 L_2 = N_1^2 N_2^2 P_{12}^2 \left(1 + \frac{P_{11}}{P_{12}}\right) \left(1 + \frac{P_{22}}{P_{12}}\right) = M^2 \left(1 + \frac{P_{11}}{P_{12}}\right) \left(1 + \frac{P_{22}}{P_{12}}\right) \quad (3.57)$$

$$\frac{1}{k^2} = \left(1 + \frac{P_{11}}{P_{12}}\right) \left(1 + \frac{P_{22}}{P_{12}}\right) \quad (3.58)$$

$$M = k \sqrt{L_1 L_2} \quad (3.59)$$

Burada k kuplaj katsayısıdır. Kuplaj katsayısının daima 0 ile 1 arasında olacağını söyleyebiliriz. İki sarım ortak akıya sahip olmazsa k değeri sıfır olacaktır. Dolayısıyla ortak endüktans sıfır olur.

Kaçak akı yoksa bu durumda kuplaj katsayısı 1 olur yani $P_{11} = P_{22} = 0$ durumudur. Bu durum ideal durumdur.

Lineer sistem düşünüldüğünde kaçak akı yoksa kuplaj katsayısı bir olur, ortak endüktans $M = \sqrt{L_1 L_2}$ olur. Primer ve sekonder sargılarının sarım sayısı eşit olursa sarımların endüktans değerleri birbirine eşit ve aynı zamanda ortak endüktansa da eşit olurlar. Q switch devreleri düşünüldüğünde pals 1 gelmesi durumunda çevrim tamamlanır bir nevi sekonder tarafı kısa devre yapılır ve ortak endüktansın oluşturduğu gerilim ile primer sargısının üstünde oluşan gerilim birbirini sıfırlar. Primer sargısı direk toprağa bağlı gibi görünür. Prob devresinde depolanan enerji toprağa akar. Aslında bu sekonder tarafından yansayan empedansın etkisidir. Bir başka deyişle sekonder tarafındaki empedans, sekonder kısa devreyken sekonder sargısının empedansına yaklaşık olarak eşittir. Bu empedans değerinin eşleniği primer sargısına seri bağlı görünür ve ters işaretlidir. Bu durum Q switch devreleri için ideal durumdur. Pals 0 gelmesi durumunda ise primer sargısı bobin gibi davranır.

3.4. Ön yükselteçler

Ön yükselteçlerin birinci işlevi dedektörden gelen sinyalin sinyal gürültü oranında önemli bir düşüş olmadan sinyali yükseltmektir. Ön yükselteçler mümkün olduğunca dedektöre yakın olmalıdır ve giriş devreleri dedektörün özellikleriyle eşleşecek şekilde tasarlanmalıdır. NMR/NQR sinyalleri oldukça düşüktür. Bu yüzden Rezonans devresinin çıkışından sonraki devre ön yükselteç olmalıdır. Ön yükselteçler kuvvetlendiricilerin özel bir tipidir. Ön yükselteç tasarımında önemli bazı özelliklere dikkat edilmelidir. Bunlar, empedans uyumu, kazanç, bant genişliği ve düzgünlük, kararlılık, gürültü kazancı, üçüncü mertebeden önleme noktası, 1 dB sıkıştırma noktasındaki çıkış gücü. Kazanç çıkış sinyalinin giriş sinyaline oranıdır. Genellikle dB cinsinden gösterilir. Bant genişliği, maksimum çıkış gücünün yarıya indiği yani 3 dB azaldığı frekansların farkının bir ölçüsüdür. Düzgünlük ise bir frekanstan diğer bir frekansa kadar gücün $\pm n$ dB değişimi olarak ifade edilir. Başka bir ifadeyle özel bir frekans aralığında kuvvetlendiricinin kazancının ne kadar

değişken olduğunu gösterir. Farklı frekanslarda kuvvetlendiricinin kazancındaki bu dalgalanmalar, kuvvetlendiriciden geçen sinyalde bozulmalara neden olabilir. Kuvvetlendiricinin kararlılığı çok önemli bir parametredir. Kararlılık faktörü katalog bilgilerinde Rollet K faktörü olarak geçer. Eğer K faktörü 1 den büyükse kuvvetlendirici için bütün yük durumlarında koşulsuz kararlıdır denir. K faktörü 1 den küçük ise kuvvetlendirici belirli yük koşullarında çok kararsız olabilir. Kuvvetlendirici giriş ve çıkış empedansları, kullanıldığı sistemin empedansına uygun olarak tasarlanmalıdır. Giriş sinyal gürültü oranı ile çıkış sinyal gürültü oranının bir ölçüsü olan gürültü kazancı denklem 3.60 ta tanımlanmıştır.

$$NF = 10 \log \left(\frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \right) \quad (3.60)$$

Hiçbir zaman devrenin çıkış sinyal gürültü oranı, giriş sinyal gürültü oranından büyük olamaz. Bu nedenle gürültü kazancı daima pozitif değer alır. Üçüncü mertebeden önleme noktası, kuvvetlendiricinin lineerliğinin bir ölçüsüdür. 1 dB sıkıştırma noktasındaki çıkış gücü, lineer çalışması beklenen kuvvetlendiricinin beklenen çıkış gücünün 1 dB daha az olduğu noktadır. Bir bakıma lineer çalışmanın kırılma noktasıdır. Bu noktadan sonra kuvvetlendiricinin giriş çıkış arasındaki doğru orantılı ilişki bozulur.

Bir kuvvetlendirici, 2 kapılı devre olarak S_{11} , S_{12} , S_{21} ve S_{22} saçılma parametreleri ile tanımlanabilir. Sinyalin giriş kapısı kapı 1, çıkış kapısı kapı 2 olarak belirlenir. Saçılma parametrelerindeki ilk indis ölçüm alınan kapıyı, ikinci indis ise sinyalin nüfuz ettiği kapıyı gösterir. S_{11} , giriş kapısında ölçülen sinyal ile giriş kapısında network e nüfuz eden sinyalin bir ölçüsüdür. Bu aynı zamanda giriş kapısındaki yansıma kaybının bir ölçüsüdür. S_{12} , giriş kapısında ölçülen sinyal ile çıkış kapısından network e nüfuz eden sinyalin bir ölçüsüdür. S_{21} , çıkış kapısında ölçülen sinyal ile giriş kapısında network e nüfuz eden sinyalin bir ölçüsüdür. S_{22} , çıkış kapısında ölçülen sinyal ile çıkış kapısında network e nüfuz eden sinyalin bir ölçüsüdür. Bu aynı zamanda çıkış kapısındaki yansıma kaybının bir ölçüsüdür. Saçılma parametreleri büyüklüğe ve açıya sahiptir. Büyüklükleri desibel veya ondalıklı bir sayı olarak gösterilir. S_{21} hariç bütün saçılma parametreleri negatif desibel veya 1 den küçük olan ondalıklı bir sayı alır. S_{21} varsayılan kuvvetlendirici kazancı olduğu için S_{21} in ondalıklı değeri 1 den büyük olacak yani desibel değeri

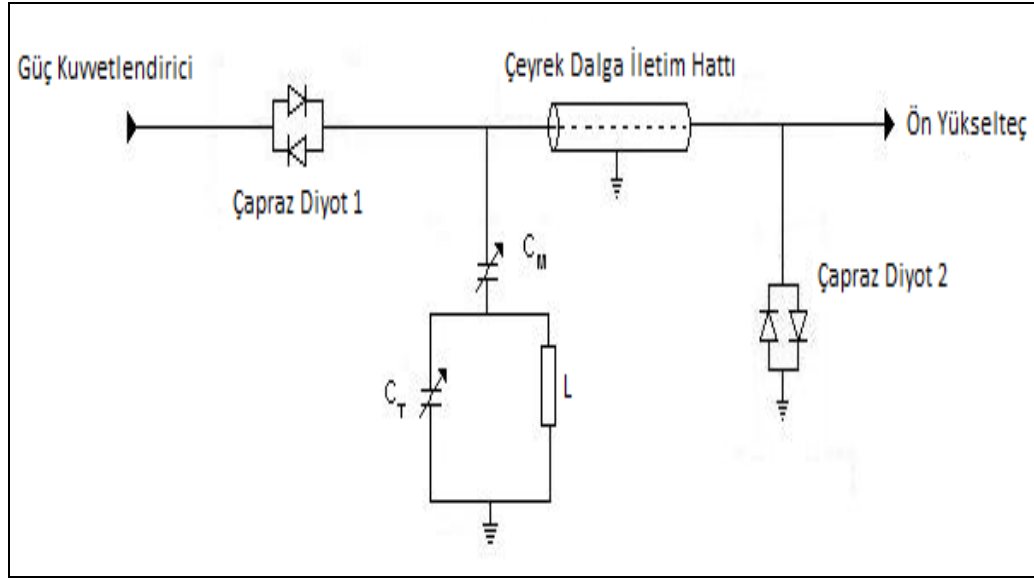
pozitif olacak. Kararlılık, saçılma parametreleri ile hesaplanabilir.

$$K = \frac{1 + |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad (3.61)$$

Üçüncü mertebeden önleme noktası, kuvvetlendirici girişine uygulanan iki sinyal ile belirlenebilir. Bu sinyaller $x_1(t)$ ve $x_2(t)$ sinyalleri olsun, bu iki sinyal birbirine karıştırılarak kuvvetlendirici girişine uygulansın. Üçüncü mertebeden önleme noktası, girişe, yüksek seviyeli sinyaller uygulanmasıyla çıkış sinyalinde bozulmalar artabilir ve uygulanan iki sinyalin harmonikleri veya harmonik farkları temel frekanstaki bileşenle aynı güç seviyesine gelir ve işte harmoniklerin ve temel frekans bileşeninin güç bazında aynı seviyeye geldiği bu noktaya üçüncü mertebeden önleme noktası denir. Yani $x_1(t)$ sinyaline karşılık $y_1(t)$ sinyali ve $x_2(t)$ sinyaline karşılık $y_2(t)$ sinyali veriyorsa, tüm a ve b değerleri için $x(t)=ax_1(t) + bx_2(t)$ sinyaline karşılık $y(t)=ay_1(t)+by_2(t)$ sinyali vermeli. Lineerlik sağlanmaz ise temel frekansın dışında harmonikler oluşacaktır. Ayrıca ön yükselteç tasarımında, transistör seçiminde düşük gürültü karakteristiklerine bakılmalıdır. İyi noise performansı elde etmek için yüksek geçiş frekanslarını sağlamalıdır. Doğru biaslama yapılmaması kolektör akımının verimsiz olmasına dolayısıyla transistörün yeterince kuvvetlendirme yapamamasına sebep olur ayrıca sinyal gürültü oranı artar. Buna karşın yüksek kolektör akımı shot noise ları arttır. Bu yüzden optimum bir değer kolektör akımı için seçilmelidir.

3.5. Duplekser

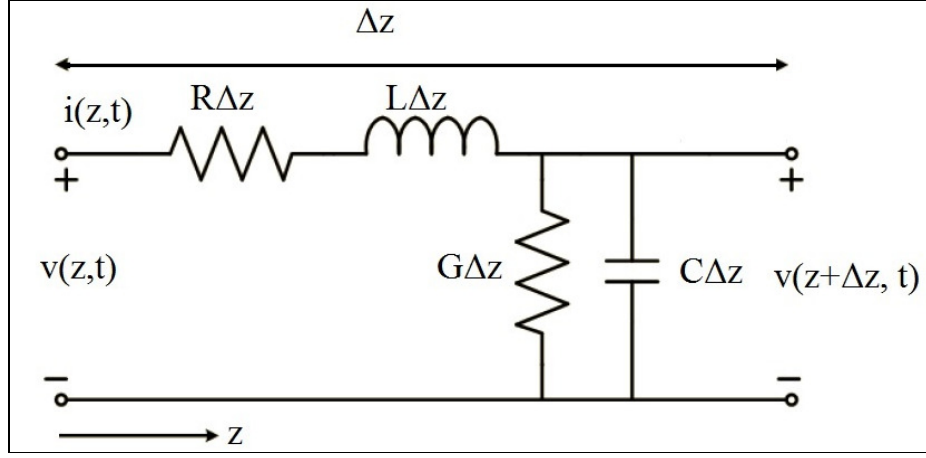
NMR/NQR sistemlerinde rezonans devresi hem algılama hem de ışınlam için kullanılır. Kısacası rezonans devresi çift yönlü çalışır. Rezonans devresine yüksek güçte sinyal gönderilir, zayıf NMR/NQR sinyalleri algılanır. Algılanan NMR/NQR sinyalleri ön yükselteç ile güçlendirilir. Güç yükseltecinden gelen yüksek RF darbesini prob devresine iletir ve RF palsı sonrası ölçüm yapılan örnekten algılanan sinyali alıcıya iletir, alıcı ve verici arasında bir anahtarlama işlevi görür. . Bu sayede alıcı tarafına yüksek güçteki RF sinyalinin gelmesi önlenerek alıcı tarafındaki ön yükselteç korunmuş olur.



Şekil 3.12: Duplekser.

Sistemde yüksek güçler için ayrı bir yol, düşük güçler için ayrı bir yol sağlar. Yani sistem içinde RF iletimi için ayrı, algılama için ayrı bir sistem oluşturur. NMR/NQR da kullanılan geleneksel duplexer devreleri, rezonans devresi, buna bağlı çeyrek dalga iletim hattı ve iletim hattının çapraz diyot ile sonlandırılmasından oluşur. NQR sinyalleri birkaç MHz frekanslarında olması sebebiyle kullanılan çeyrek dalga iletim hattının uzunlukları büyüktür. Bunun yerine, rezonans devresi ile ön yükselteç bağlantısının empedansını değiştiren aktif devreler ile de duplexer devresi oluşturulabilir. Geleneksel duplexer devrelerinde çeyrek dalga iletim hattı çapraz diyotlarla sonlandırılır. Bunun sebebi çeyrek dalga iletim hatlarının yük, açık ve kısa devre sonlandırılması durumlarıyla alakalıdır. Çeyrek dalga iletim hattı kısa devre ile sonlandırılırsa çeyrek dalgaya uygulanan güç tamamen yansır. Çeyrek dalga iletim hattı açık devre ile sonlandırılırsa güç aktarımı gerçekleşir. Çeyrek dalga iletim hatlarının çalışmasına bakalım. İletim hatları, elektrik enerjisini bir noktadan başka bir noktaya aktaran iletken sistemidir. İletim hatları teorisi ile devre teorisini ayıran unsur elektriksel büyüklüktür. Devre teorisinde doğru akım ve düşük frekans bölgesinde devrenin büyüklüğü iletilen elektriksel işaretin dalga boyundan çok küçüktür. RF ve mikrodalga frekanslarına geçildiğinde devre boyutları ile iletilen sinyalin dalga boyu arasındaki oran küçülür. İletim hattında tanımlı akım ve gerilim değerleri hattın elektriksel uzunluğu ile hat boyunca değişim gösterdiğinden dağılmış

parametrelili olarak adlandırılır.



Şekil 3.13: İletim hattı eşdeğer devre modeli.

Şekil 3.13 de iletim hattı eşdeğer devresi görülmektedir. R (Ω/m) her iki iletkenin sonlu iletken değerine sahip olmalarından kaynaklanan birim uzunluktaki seri direnç değeri, L (H/m) her iki iletken için birim uzunluktaki toplam öz endüktans değeri, G (S/m) iletkenler arasına yerleştirilen yalıtkan malzemenin birim uzunluktaki kayıplarını gösteren paralel kondüktans değeri, C (F/m) iki iletken arasındaki kapasitenin birim uzunluktaki değeridir. Dolayısıyla R ve G hatta ait kayıplardır.

Şekil 3.13. için Kirchoff gerilim ve akım yasaları uygulandığında;

$$v(z + \Delta z, t) - v(z, t) = -R\Delta z i(z, t) - L\Delta z \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \quad (3.62)$$

$$i(z + \Delta z, t) - i(z, t) = -G\Delta z v(z + \Delta z, t) - C\Delta z \frac{\partial v(z + \Delta z, t)}{\partial t} \quad (3.63)$$

Denklem 3.62 ve 3.63 te Δz limit olarak sıfıra götürüldüğünde,

$$\frac{\partial v(z, t)}{\partial z} = -Ri(z, t) - L \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \quad (3.64)$$

$$\frac{\partial i(z, t)}{\partial z} = -Gv(z, t) - C \frac{\partial v(z, t)}{\partial t} \quad (3.65)$$

İletim hattı zaman telgrafçılar denklemi yada zaman domenli denklemleri elde edilir. Sürekli sinüzoidal hal çözümü için $v(z,t)$ ve $i(z,t)$ nin fazör ifadeleri denklem 3.66

$$v(z,t) = \text{Re}\{V(z)e^{j\omega t}\} \text{ ve } i(z,t) = \text{Re}\{I(z)e^{j\omega t}\} \quad (3.66)$$

denklem 3.64 ve 3.65 te yerine yazılırsa,

$$\frac{dV(z)}{dz} = -(R + j\omega L)I(z) \quad (3.67)$$

$$\frac{dI(z)}{dz} = -(G + j\omega C)V(z) \quad (3.68)$$

denklem 3.67 ve 3.68 elde edilir. Denklem 3.67 ve 3.68 dalga denklemlerini elde etmek için çözülürse,

$$\frac{d^2V}{dz^2} - \gamma^2 V(z) = 0 \text{ ve } \frac{d^2I(z)}{dz^2} - \gamma^2 I(z) = 0 \quad (3.69)$$

denklem 3.69 daki dalga denklemleri elde edilir. Burada iletim hattı empedansı $Z=R+j\omega L$, iletim hattı admitansı $Y=G+j\omega C$ olmak üzere, yayılım sabiti $\gamma = \sqrt{ZY} = \alpha + j\beta$ dır. Buradaki, α zayıflama sabiti, β faz sabitidir. Dalga denklemleri çözümünden,

$$V(z) = V^+ e^{-\gamma z} + V^- e^{\gamma z} \text{ ve } I(z) = I^+ e^{-\gamma z} - I^- e^{\gamma z} \quad (3.70)$$

denklem 3.70 elde edilir. Burada $e^{-\gamma z}$ terimi dalga yayılımının +z yönünde olduğunu, $e^{\gamma z}$ terimi dalga yayılımının -z yönünde olduğunu ifade eder. Bir iletim hattında hat üzerinde aynı yönde ilerleyen gerilim dalgasının aynı yönde ilerleyen akım dalgasına oranı hattın karakteristik empedansı olarak tanımlanır ve sabittir.

$$Z_0 = \frac{V^+(z)}{I^+(z)} = \frac{V^+ e^{-\gamma z}}{I^+ e^{-\gamma z}} = \frac{V^+}{I^+} \quad (3.71)$$

$$Z_0 = \frac{V^-(z)}{I^-(z)} = \frac{V^- e^{\gamma z}}{I^- e^{\gamma z}} = \frac{V^-}{I^-} \quad (3.72)$$

denklem 3.70 i 3.67 de yerine yazarsak,

$$-\gamma(V^+ e^{-\gamma z} - V^- e^{\gamma z}) = -Z(I^+ e^{-\gamma z} - I^- e^{\gamma z}) \quad (3.73)$$

bulunur. Denklem 3.73 te 3.71 ve 3.72 de bulunan sonuçlar yerine yazılırsa hattın karakteristik empedansı,

$$Z_0 = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (3.74)$$

bulunur. Karakteristik empedans kullanılarak I(z) yazılabilir.

$$I(z) = \frac{V^+}{Z_0} e^{-\gamma z} - \frac{V^-}{Z_0} e^{\gamma z} \quad (3.75)$$

Hattın gerilimi zaman domeninde ifade edilirse,

$$v(z, t) = \text{Re}\{V(z)e^{j\omega t}\} = \text{Re}\{(V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z})e^{j\omega t}\} \quad (3.76)$$

$$v(z, t) = |V_0^+| \cos(\omega t - \beta z + \phi^+) e^{-\alpha z} + |V_0^-| \cos(\omega t + \beta z + \phi^-) e^{\alpha z} \quad (3.77)$$

gerilim dalga ifadesi bulunur. Burada V^+ karmaşık geriliminin fazı ϕ^+ , V^- karmaşık geriliminin fazı ϕ^- dir. İletim hattında yayılan dalganın dalga boyu $\lambda = \frac{2\pi}{\beta}$ ve faz hızı $v_p = \frac{\omega}{\beta} = \lambda f$ olarak verilebilir.

Pratik çözüm için iletim hattının kayıplarının ihmal edilebilecek düzeyde olduğu varsayılırsa, $R=G=0$ kabul edilebilir. Bu durumda yayılım sabiti,

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = j\omega\sqrt{LC} \quad (3.78)$$

Burada faz sabiti $\beta = w\sqrt{LC}$ ve zayıflama sabiti $\alpha = 0$ olur. Karakteristik empedans ise $Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$ reel bir değere eşit olur.

Kayıpsız bir hatta ait gerilim ve akım ifadeleri,

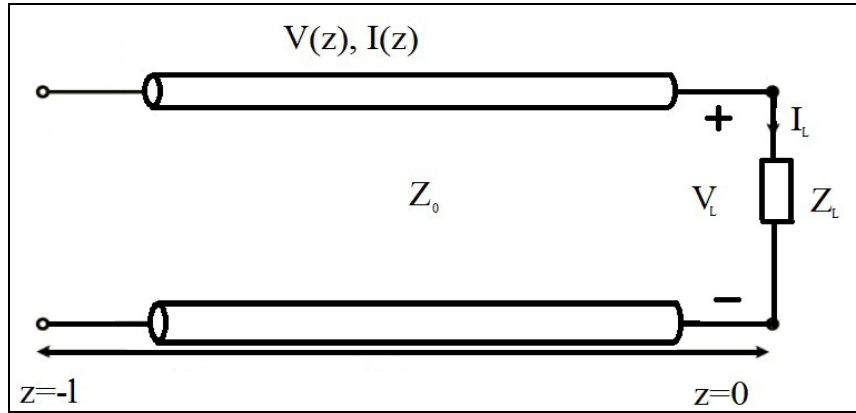
$$V(z) = V_0^+ e^{-j\beta z} + V_0^- e^{j\beta z} \quad (3.79)$$

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-j\beta z} - \frac{V_0^-}{Z_0} e^{j\beta z} \quad (3.80)$$

olur. İletim hattında yayılan dalganın boyu $\lambda = \frac{2\pi}{w\sqrt{LC}}$ ve faz hızı $v_p = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

olarak ifade edilebilir.

İletim hattının her hangi bir yük ile sonlanması durumu incelenirse, $z < 0$ noktasında bir kaynağın, yüke doğru ilerleyen $V_0^+ e^{-j\beta z}$ gerilim dalgası ürettiği varsayılın. Hatta ilerleyen dalganın gerilim akım oranının hattın karakteristik empedansına eşit olduğu gösterilmişti. Hattın sonu $Z_L \neq Z_0$ ile sonlandırıldığında $z=0$ da gerilim akım oranı Z_L değerini vermelidir.



Şekil 3.14: Kayıpsız iletim hattının yük ile sonlandırılması.

$$Z_L = \frac{V(0)}{I(0)} = \frac{V_0^+ + V_0^-}{V_0^+ - V_0^-} Z_0 \quad (3.81)$$

denklem 3.81 $z=0$ noktası için yazılabilir. Yansıyan gerilim V_0^- buradan

çekilirse,

$$V_0^- = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} V_0^+ \quad (3.82)$$

bulunur. Yansıyan dalga genliği ile gelen dalga genliği arasında $Z_L \neq Z_0$ dan kaynaklanan bu katsayı yansıma katsayısı olarak tanımlanır.

$$\Gamma_L = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (3.83)$$

Hattın herhangi bir noktasındaki gerilim ve akım değerleri yansıma katsayısı cinsinden yazılabilir.

$$V(z) = V_0^+ (e^{-j\beta z} + \Gamma_L e^{j\beta z}) \quad (3.84)$$

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} (e^{-j\beta z} - \Gamma_L e^{j\beta z}) \quad (3.85)$$

Denklem 3.84 ve 3.85 gelen ve yansıyan dalgalara ait gerilim ve akımların toplamı olarak tanımlanabilir. $Z_L = Z_0$ eşitliği sağlandığı takdirde $\Gamma_L = 0$ durumudur ve yansıyan dalga olmaz. Hattın sonu karakteristik empedans ile sonlandırılırsa gelen dalga yansımadan güç olarak yüke aktarılır. Bu durum empedans uygunlaştırılması olarak adlandırılır. Hattın her hangi bir noktasındaki ortalama güç,

$$P_{av} = \frac{1}{2} \text{Re}(V(z)I(z)^*) = \frac{1}{2} \frac{|V_0^+|^2}{Z_0} \text{Re}\{1 - \Gamma_L^* e^{-2j\beta z} + \Gamma_L e^{2j\beta z} - |\Gamma_L|^2\} \quad (3.86)$$

$\Gamma_L e^{2j\beta z} - \Gamma_L^* e^{-2j\beta z}$ ifadesi sanal bir ifadedir. Denklem 3.86 dan bu sanal kısım çıkarıldığında,

$$P_{av} = \frac{1}{2} \frac{|V_0^+|^2}{Z_0} \text{Re}\{1 - |\Gamma_L|^2\} \quad (3.87)$$

denklem 3.87 oluşur. Bu ifadeye göre hattın herhangi bir noktasında reel ortalama güç sabittir. $\Gamma_L = 0$ olursa maksimum güç yüke aktarılmış olur. $\Gamma_L = 1$ olursa yüke aktarılan güç sıfırdır. $\Gamma_L = -1$ olursa yüke aktarılan güç yine sıfır olur. Eğer empedans uyumsuzluğu varsa bu durumda gücün hepsi kaynağa iletilmez. Kaynağa iletilmeyen güce dönüş kaybı denir. Dönüş kaybı,

$$RLoss = -20 \log |\Gamma_L| \text{ (dB)} \quad (3.88)$$

Yük uyumsuzluğu varken yansıyan dalgalar sebebiyle hatta gerilim genliği sabit olmayan duran dalgalar oluşur. Denklem 3.84 ten,

$$|V(z)| = |V_0^+| |1 + \Gamma_L e^{j2\beta z}| = |V_0^+| |1 + \Gamma_L e^{-j2\beta z}| = |V_0^+| |1 + |\Gamma_L| e^{j(\theta - 2\beta z)}| \quad (3.89)$$

denklem 3.89 elde edilir. Burada $l = -z$, $z=0$ dan ölçülen pozitif mesafedir ve $\Gamma_L = |\Gamma_L| e^{j\theta}$ dan θ yansıma katsayısının fazıdır. Gerilimin genliği hat boyunca pozisyona göre salınım gösterecektir. Maksimum değerine $e^{j(\theta - 2\beta l)} = 1$ olduğunda,

$$V_{\max} = |V_0^+| (1 + |\Gamma|) \quad (3.90)$$

minimum değerine $e^{j(\theta - 2\beta l)} = -1$ olduğunda,

$$V_{\min} = |V_0^+| (1 - |\Gamma|) \quad (3.91)$$

ulaşır. $|\Gamma_L|$ arttığında, $VSWR = V_{\max}/V_{\min}$ oranı artar. Bu orana gerilim duran dalga oranı denilir ve hattın uygunsuzluğunun bir ölçüsüdür. $\Gamma_L = 0$ ve dolayısıyla $VSWR=1$ olduğunda empedans uyumu vardır. Maksimum ve minimum genlik arasındaki mesafe $2\beta l = 2\pi$ ile periyodik olduğundan $l = \lambda/2$ bulunur. Ayrıca maksimum ve minimum genlik değeri arasındaki mesafe $\lambda/4$ ' tür. Denklem 3.83 $z=0$ için verilmişti. Yansıma katsayısı denklemi genelleştirilirse, $z = -l$ noktasındaki yansıma katsayısı denklem 3.84 ten gelen dalganın yansıyan dalgaya oranı

$$\Gamma(l) = \frac{V_0^- e^{-j\beta l}}{V_0^+ e^{j\beta l}} = \Gamma(0) e^{-j2\beta l} = \Gamma_L e^{-j2\beta l} \quad (3.92)$$

bulunur. Hattın her noktasında reel ortalama güç sabit olmasına rağmen en ufak empedans uyumsuzluğunda gerilimin genliği salınacaktır. Bu durumda hattaki pozisyonun değişmesi ile beraber, o noktadaki hat empedansının değişeceği tartışmaya açıktır. Yükten $z = -l$ uzaklıktaki giriş empedansı için denklem 3.84 ve 3.85 ten yararlanarak giriş empedansını ifade edebiliriz.

$$Z_{in} = \frac{V(-l)}{I(-l)} = \frac{V_0^+ (e^{j\beta l} + \Gamma_L e^{-j\beta l})}{V_0^+ (e^{j\beta l} - \Gamma_L e^{-j\beta l})} Z_0 = \frac{1 + \Gamma_L e^{-j2\beta l}}{1 - \Gamma_L e^{-j2\beta l}} Z_0 \quad (3.93)$$

Denklem 3.83 ü denklem 3.93 te yerine yazarsak,

$$Z_{in} = Z_0 \frac{(Z_L + Z_0)e^{j\beta l} + (Z_L - Z_0)e^{-j\beta l}}{(Z_L + Z_0)e^{j\beta l} - (Z_L - Z_0)e^{-j\beta l}} = Z_0 \frac{Z_L \cos \beta l + jZ_0 \sin \beta l}{Z_0 \cos \beta l + jZ_L \sin \beta l} \quad (3.94)$$

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta l}{Z_0 + jZ_L \tan \beta l} \quad (3.95)$$

3.95 denklemi l uzunluğundaki bir iletim hattının girişinden görülen empedansın, hattın karakteristik empedansı, fiziksel uzunluğu ve hattın sonlandırıldığı yükün, Z_L , empedansı cinsinden ifadesini verir.

NMR/NQR sistemlerinde kullanılan, geleneksel duplexer devrelerinde çeyrek dalga iletim hatları çapraz diyotlar ile sonlandırılır. Rezonans devresine bağlı bu çeyrek dalga iletim hattının diyotlar ile sonlandırılması, yüksek güçler için çeyrek dalga iletim hattının yük tarafında yaklaşık olarak kısa devre görünmesini sağlar. Buna nazaran çeyrek dalga giriş empedansı çok yüksek değerler alır. Rezonans devresine yüksek güç uygulanması esnasında çeyrek dalga iletim hattından ön yükselteç girişine güç akışı olmaz. Rezonans devresi ne zaman algılama safhasına geçerse düşük güçteki NMR/NQR sinyalleri için diyotlar açık devre olur, ve ona bağlı ön yükseltecin giriş empedansının sistem empedansına uyumundan dolayı çeyrek dalga iletim hattı uygun yük ile sonlandırılmış durumda olur. Düşük güçteki NMR/NQR sinyalleri bu durumda ön yükseltece aktarılır. Denklem 3.95 te kısa devre

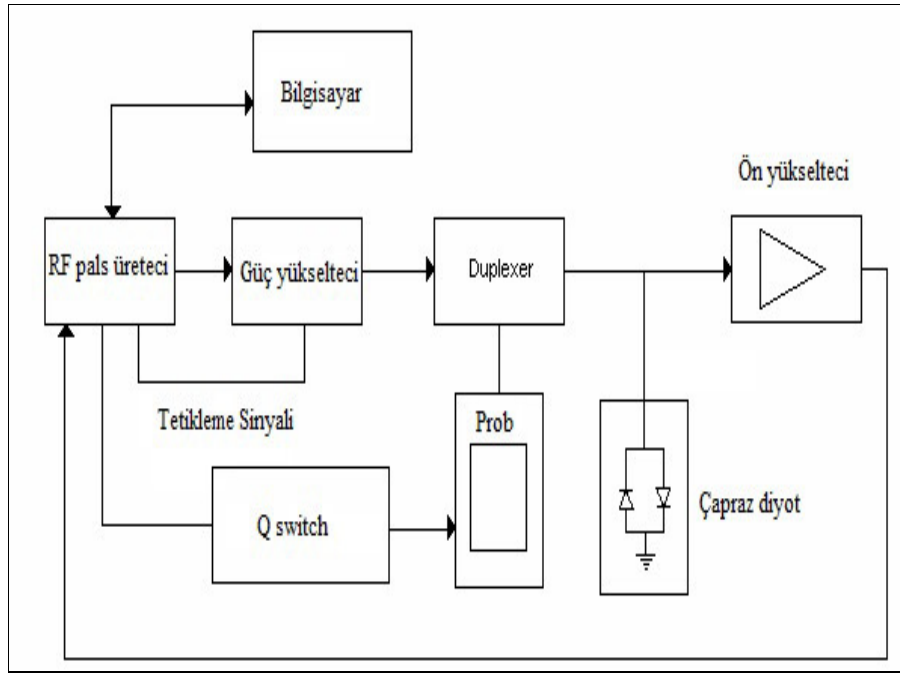
için $Z_L = 0$ yapılırsa Z_{in} empedansı bu durumda $jZ_0 \tan \beta l$ ye bağlı olur. Hattın karakteristik empedansı sabit olduğundan giriş empedansı sadece tanjant ifadesine bağlıdır. Denklem 3.82 den yük empedansının 0 olması aynı zamanda çeyrek dalganın sonlandırıldığı yerde gerilimin 0 olması anlamı taşır. Gerilimin maksimum ve minimum genlikleri arasında çeyrek dalga boyu fark vardır. Çeyrek dalganın çıkışında gerilimin 0 olması aynı zamanda girişinde maksimum olacağı anlamına gelir. Denklem 3.95 te çeyrek dalga iletim hattı için $\beta l = \pi/2$ ye eşitlendiğinde,

$$Z_{in} = Z_0 \frac{\frac{Z_L}{\tan \pi/2} + jZ_0}{\frac{Z_0}{\tan \pi/2} + jZ_L} = \frac{Z_0^2}{Z_L} \quad (3.96)$$

denklem 3.96, çeyrek dalga iletim hattının empedans çevirici gibi çalıştığını, Z_L yük empedansı limit olarak sıfıra gittiğinde giriş empedansının sonsuza gittiğini gösterir.

4. PROBLAR

NMR spektrometresinin şemasından görüldüğü gibi NMR ölçümleri yapmak için prob (algılayıcı) ünitesi gerekmektedir. Böyle problemlerin hazır olarak temin edilmesi mümkün değildir ve bundan dolayı değişik prob setleri tasarlanmalıdır. Çok iyi sinyal gürültü oranı elde etmek için değişik frekanslardaki portatif problemlerin yapımında manyetik malzeme içermeyen çok yüksek kalite faktörüne sahip kondansatörler kullanılmalıdır. Yüksek gerilimlere ve akımlara dayanabilmelidir. Problemler kondansatör ve bobin rezonans devresinden oluşmaktadır ve dolayısıyla bunların yüksek gerilim ve akımlara dayanması gereklidir. Özellikle, NMR'ın bazı uygulamalarında incelenen maddeden gelen NMR tepki sinyalinin iyi SNR vermesi için 300-500W gibi yüksek güç kullanılması gerekmektedir. Bu yüzden problemlerin güç yükselticiden gelen ışıma sinyaline dayanması önemlidir.



Şekil 4.1: NMR/NQR spektrometresinin genel şeması.

Şekil 4.1'de verilen NMR/NQR spektrometresinin şemasından görüldüğü gibi NQR ölçümleri yapmak için prob (algılayıcı) ünitesi gerekmektedir. Tezde NMR/NQR üzerine değişik prob setleri geliştirilmiştir.

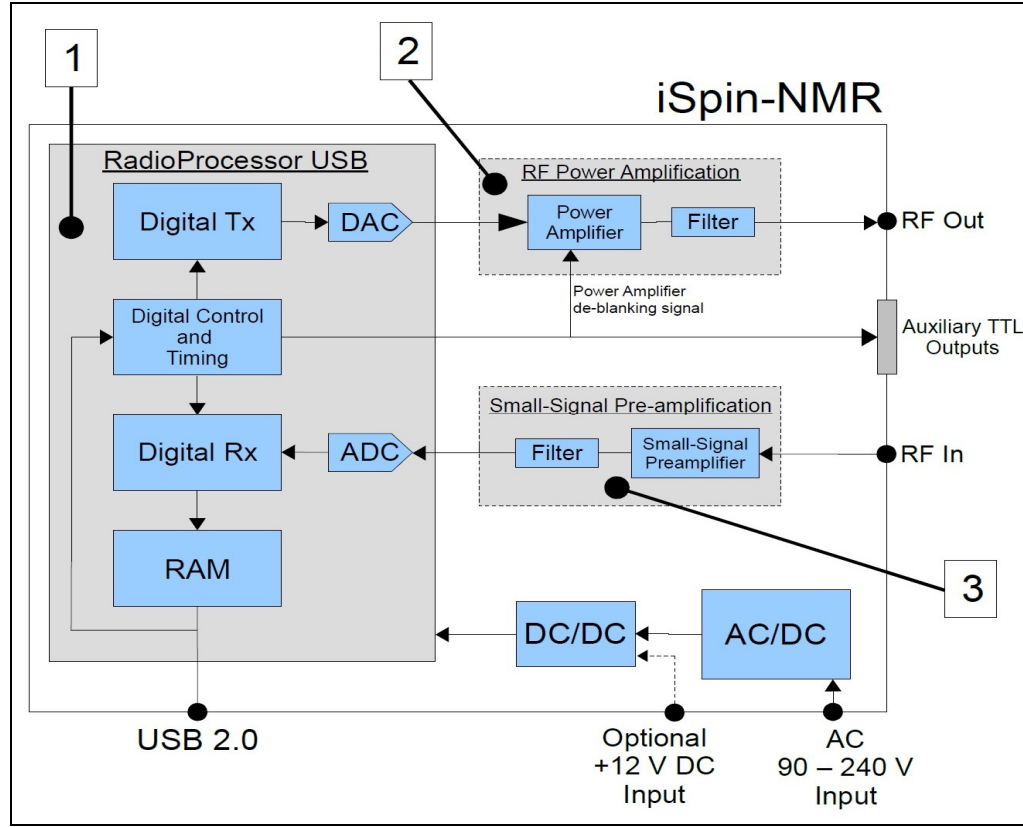
Dedektör ünitesi kondansatör ve bobin rezonans devresinden oluşmaktadır ve

dolayısıyla bunların yüksek gerilim ve akımlara dayanması önemlidir. Özellikle, NMR'ın bazı uygulamalarında incelenen maddeden gelen NMR tepki sinyalinin iyi SNR ile dedekte edilmesi için 300-500W gibi yüksek güç kullanılması gerekmektedir. Bu yüzden prob devrelerinde yükselteçten gelen güçlü ısınıma dayanabilen ve hacimleri büyük olan vakum kapasitörleri kullanılmıştır. Diğer yandan böyle dedektör yapımında daha yüksek Q (kalite) faktörüne sahip kapasitörler (*Jennings*, ve *ATC* şirketleri) kullanılmıştır. Böylece hem hacmi büyük olan vakum yüksek-voltajlı *Jennings* kapasitörleri ve yeterli yer gerektiren Q-switch, duplekser gibi elektronik devreleri 42×42×42 cm ebatlarına sahip alüminyum kutu içerisine monte edilmesi kolay olmuştur. Böylece bobinlerin kutu içendeki başka bileşenlerden etkilenmemesi için gerekli uzaklık mesafesinde yerleştirilmesi mümkün olmuştur. Ayrıca manyetik alan uygulayarak NQR ölçümleri yapmak için portatif problar geliştirilmiştir. Böyle değişik frekanslardaki portatif probların yapımında manyetik malzeme içermeyen Voltronics kondansatörler kullanılmıştır ve çok iyi Sinyal/Gürültü Oranları (SNR) elde edilmiştir. Değişen kapasitansa sahip bu kondansatörler teflon malzemesinden yapılmaktadır ve yeteri kadar yüksek gerilimlere ve akımlara dayanabilmektedirler.

5. NMR/NQR CİHAZI

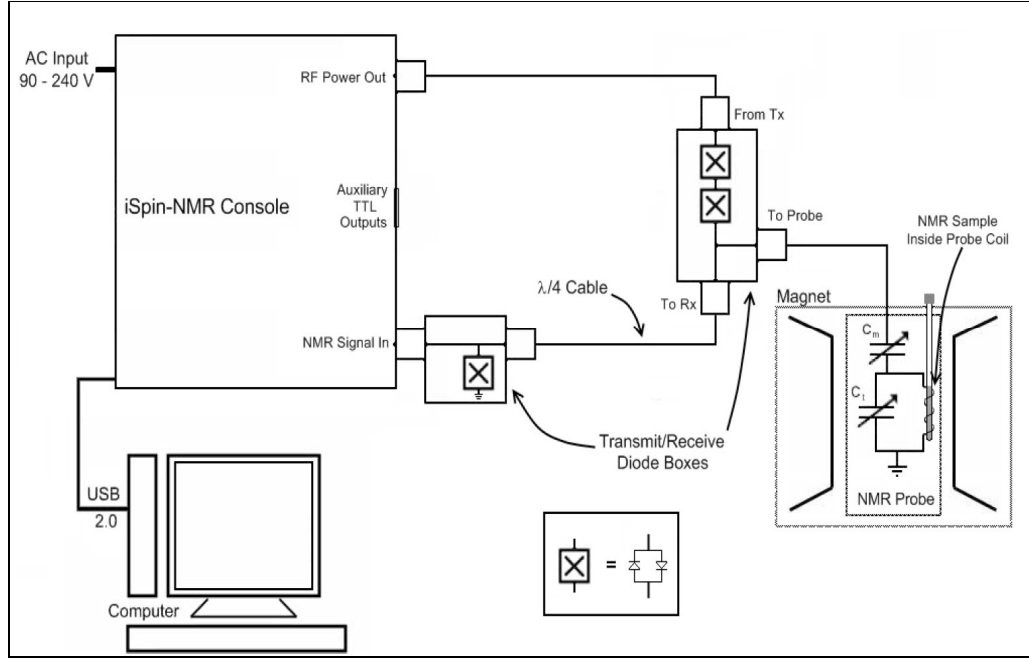
5.1. iSpin-NMR

iSpin-NMR, geniş bant NMR sistemidir. Spincore NMR yazılımı ve radyo işlemci ünitesi üzerine inşa edilmiştir. Cihaz gerekli bağlantılar kurulduğunda, 0 dan 100 MHz e kadar olan frekans bandında NMR deneylerini gerçekleyebilir.



Şekil 5.1: iSpin-NMR sistemi blok diyagramı.

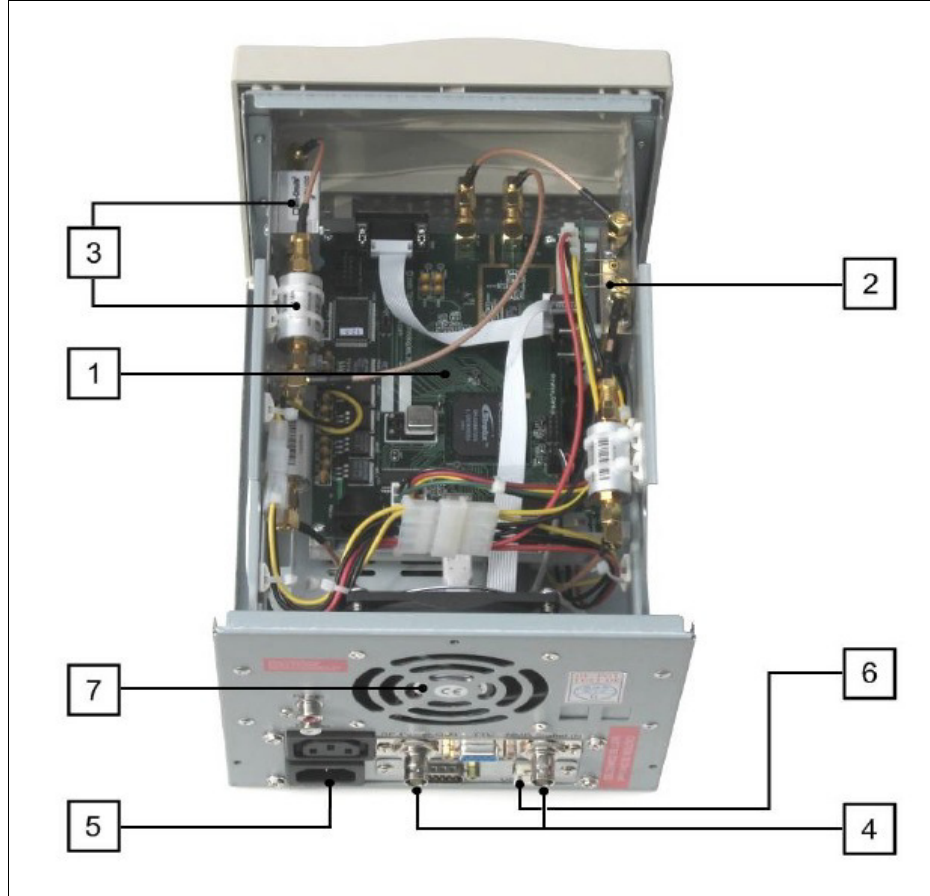
Şekil 5.1 iSpin-NMR sisteminin blok diyagramını göstermektedir. iSpin-NMR sistemi konsolu USB radyo işlemci ünitesi, geniş bant güç yükseltici ünitesi, ön yükselteç ünitesi içerir. iSpin-NMR, NMR pılsı üretir, bunu kuvvetlendirir ve sonra algılayıcıdan veriler elde eder, dijital algılama gerçekleştirir, filtreleme ve sinyal ortalamayı otomatik olarak gerçekleştirir. USB 2.0 yoluyla herhangi bir bilgisayara veya diz üstü bilgisayara bağlanabilir.



Şekil 5.2: iSpin-NMR cihazının tipik uygulamalar için bağlantı diyagramı.

iSpin-NMR cihazı tipik olarak Çekirdek Manyetik Rezonans (NMR), Çekirdek Kuadrupol Rezonans (NQR) ve Manyetik Rezonans Görüntüleme (MRI) uygulamaları için kullanılır. Şekil 5.2 bu uygulamalar için bağlantı diyagramını göstermektedir. Ölçülecek örnek algılayıcının RF sargısı içine yerleştirilir. Prob iSpin-NMR sistemine, RF koaksiyel kablo ve hızlı anahtarlama diyotlardan oluşan hızlı iletim/alım anahtarlama sistemine bağlanır. Pals uyarımı esnasında, diyotlar ve çeyrek dalga kablo iSpin-NMR sisteminin alıcı kısmını korur. Aynı zamanda örnekten küçük sinyal alımı esnasında, alıcıyı gönderici devresinden izole eder. NMR/NQR deneyleri için kullanıcı SpinCore'un grafik kullanıcı arayüzünde veya alternatif yazılım programında gerekli giriş parametrelerini girer. Kullanıcı taramayı başlattığında, iSpin-NMR giriş parametrelerine bağlı olarak uyarı palsları üretir. Pals üretiminden sonra örnek probundan data elde edilecektir. Sinyal sayısallaştırılacak, detekte edilecek, filtreleme olacak, ve sinyal ortalaması gerçekleştirilecektir. İşlenen dijital veriler iSpin-NMR cihazı tarafından bilgisayara aktarılır. Sistem belirli bir süre taramayı devam ettirir, otomatik olarak ortalaması alınan sinyaller her tarama için çipte saklanır. Veri toplamaya engel olmaksızın, veri işlenmesi, görülmesi ve incelenmesi için bilgisayara aktarılabilir. Kullanıcı Spincore NMR genel kullanıcı arayüzü (GUI'yi), Spincore arayüzü olmadan C/C++ programlarını veya alternatif yazılım araçlarını kullanarak Spincore radyo işlemciden alınan veriler bilgisayara

aktarılarak elde edilebilir. NMR/NQR verileri işleme, görselleştirme ve analiz için üç farklı formatta ana bilgisayara kaydedilir. Bunlar ASCII, JCAMP ve FELIX dosyası olarak kaydedilir.



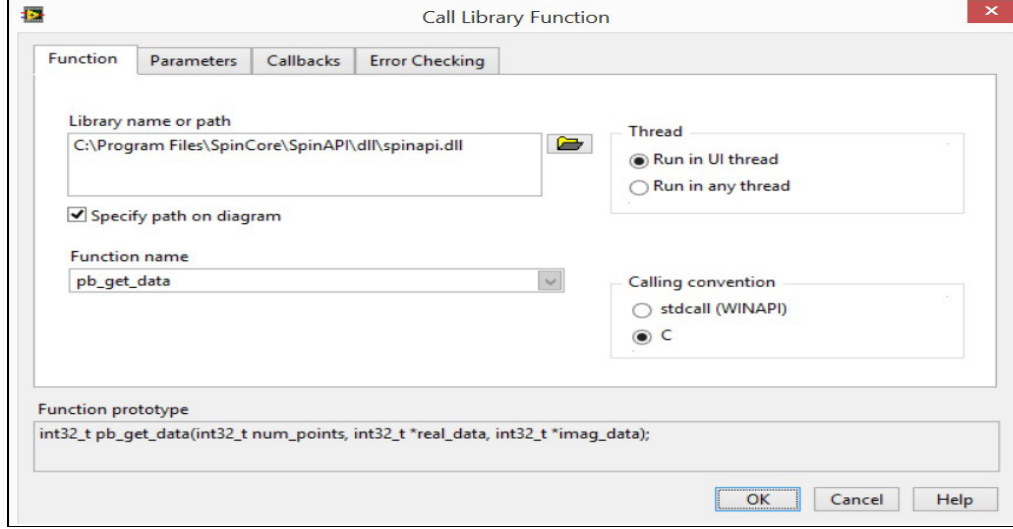
Şekil 5.3: iSpin-NMR cihazının içeriği.

Şekil 5.3 te 1 numara ile gösterilen USP radyo işlemci, iSpin-NMR sisteminin kalbidir. Uyarım palsları üretir, sonra NMR sinyallerini dijital olarak işler ve yakalar. Dijital tespit, filtreleme, ve otomatik sinyal ortalama standart özelliklerdir, tıpkı uyarım palsları gibi. Radyo işlemcinin RF çıkışı güç kuvvetlendirici modüle, RF girişi ise ön yükselteç ve filtre çıkışına direkt bağlıdır. 2 Numara ile gösterilen güç yükselteci geniş banttır ve çalışılan frekansta 20 Watt ın üstünde güç sağlayabilir. 3 Numara ile gösterilen ön yükselteç geniş bant, 0-500 MHz, ve yaklaşık 45 dB kazanç sağlar. Ön yükselteç bant geçiren veya alçak geçiren filtreler ile desteklendirilmiştir. 4 numara ile gösterilen BNC konektörler, RF sinyalleri için giriş-çıkış bağlantısını sağlar. Ek olarak TTL sinyalleri için DB-9 tip konektör kullanılmıştır. 5 numara

220V AC güç girişı. 6 numara USB 2.0 ara yüzü, USB 2.0 ara yüzü için gerekli donanımı ve yazılımı içerir. Konektör USB tip-B dir. 7 numara fandır. iSpin-NMR alıcısı çok hassastır tepeden tepeye $1\mu V$ ' tan daha az sinyalleri tespit edebilir.

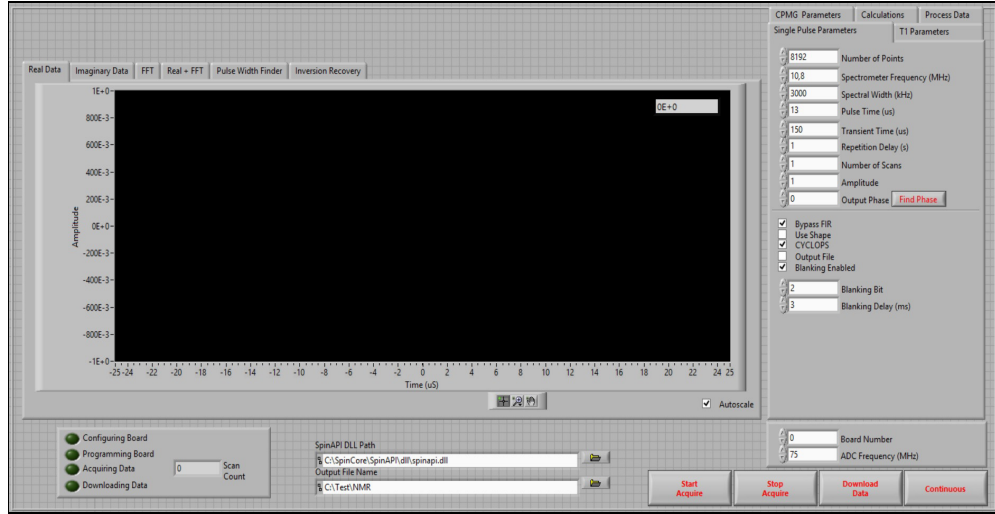
5.2. iSpin-NMR Arayüzü

SpinCore Radyo işlemci LABVIEW uzantıları (PBLV-RP), radyo işlemcinin RF üretimi, data akışı yeteneklerinin kontrolünü ve programlamasını sağlar. Verilerin görüntülenmesi ve işlenmesi basit NI LabVIEW grafik ara yüz programı ile sağlanır. PBLV-RP NMR arayüzü SpinAPI C fonksiyonlarının sezgisel grafik eşdeğeridir. Kullanıcı ara yüzünde Single Pulse, T1 Inversion Recovery ve CPMG programlarını içerir. Grafik kullanıcı ara yüzü radyo işlemci fonksiyonlarını yerine getirmek için bütün tarama parametrelerine sahiptir. Tarama parametreleri blok diyagramda radyo işlemciyi kontrol eden ve programlayan C fonksiyonlarına erişmek için kullanılır. C kodlarına erişim LabVIEW den spinapi.dll dosyasına erişilerek sağlanır. Bu şekilde hazırlanmış spincore firması tarafından 58 adet subVI vardır. LabVIEW arayüzü toplamda 113 subVI ya sahiptir. DLL dosyaları birer program olmalarına rağmen kendi başlarına çalıştırılmaları bir anlam ifade etmez. Bunu görmek için DLL uzantılı bir dosyanın uzantısı exe yapıp çalıştırılabilir. Çalıştırılan bu dosyanın hata vermeden çalıştığı ama hiçbir şey yapmadığı görülür. DLL dosyaları bir program olmalarına rağmen başka programlar tarafından çalıştırıldığında bir anlam ifade eder. DLL dosyalarının içerisinde değişik görevler üstlenen dosyalar ve prosedürler yer alır. DLL dosyalarını Windows platformu altında çalışan birçok programlama dilinde kullanmak mümkündür. Kod yazmaya gerek kalmadan LabVIEW blok diyagramı C-code larına birebir eşdeğerdir. Çünkü spincore firması tarafından hazırlanan LabVIEW subVI ları spinapi.dll dosyasına erişilerek hazırlanmıştır. LabVIEW de dll dosyasına erişim blok diyagramda Call Library Function Node fonksiyonu ile sağlanır. Bu fonksiyona, fonksiyon paletinden Connectivity->Libraries&Executables-> yolu ile ulaşılabilir. Bu fonksiyona çift tıklayarak Function kısmında dll yolu, fonksiyon adı ve fonksiyon prototipi belirlenir.



Şekil 5.4: Call library Function Node.

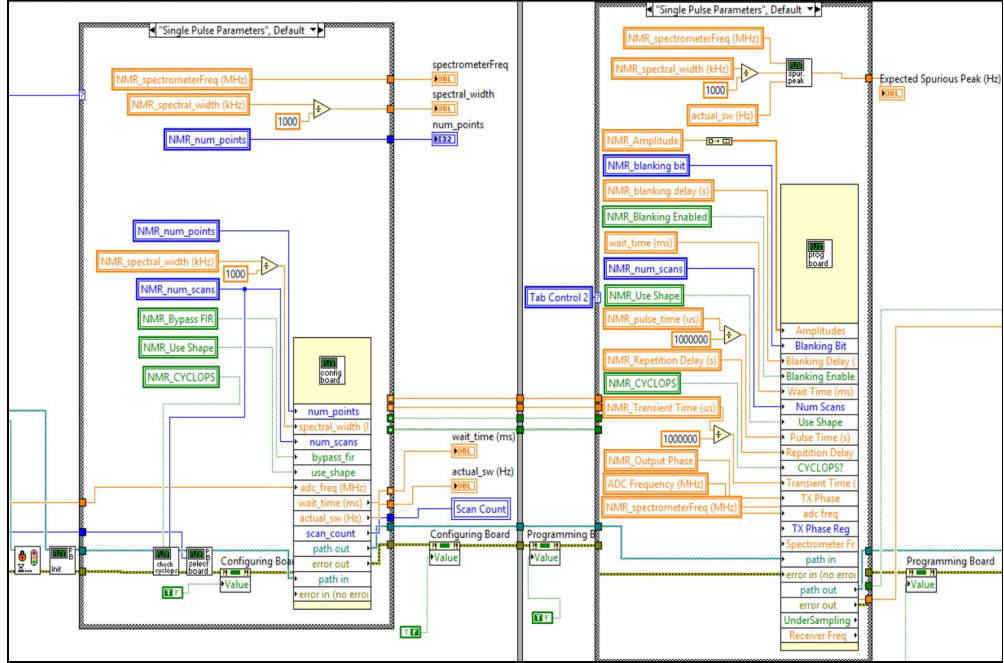
Parameters bölümünden fonksiyon prototipinde fonksiyon dönüş parametresinin, fonksiyon girdi parametrelerinin veri tipi, türü belirtilir.



Şekil 5.5: Radyo işlemci kullanıcı ara yüzü.

Şekil 5.5 te Single Pulse NMR ara yüzü görünmektedir. Tarama gerçekleştirmek için tarama parametreleri hangi tarama gerçekleştirilecekse o seçenek seçilerek değerler girilmelidir. Tarama seçenekleri Single Pulse, T1 Inversion Recovery ve CPMG dir. SpinAPI DLL yolunun ve Output File Name doğru olduğundan emin olunmalıdır. Taramaya hazır olduğunda ön panelin altında bulunan "Start Acquire" butonuna basılır. VI radyo işlemciyi doğru olarak

yapılandırır ve programlar bu işi yapan kısım şekil 5.6 da gösterilmiştir, sonra veri toplama işlemi başlar. Çalıştırmak için hangi tarama tipi seçildiyse oradaki parametreler geçerli olacak.



Şekil 5.6: Blok diyagramda radyo işlemci yapılandırma ve programlama kısmı.

Örneğin, "Single Pulse Parameters" seçeneği seçildiyse, single pulse parametreleri ile Single Pulse taraması başlayacak. Tarama tamamlandığında "Start Acquire" butonu serbest kalacak. "Stop Acquire" butonu ile tarama herhangi bir zamanda sonlandırılabilir. "Download Data" butonu ile radyo işlemciden zaman domain i dataları çekilir ve bu veriler dosyaya yazılır. Datalar çekildikten sonra grafik üzerinde ilgili sekme seçilerek reel, sanal ve FFT datalar görülebilir. "Single Pulse Parameters" sekmesinde "Number of Points" yakalanacak ve çekilecek dataların sayısıdır. "Spectrometer Frequency" MHz cinsinden verici frekansıdır. "Spectral Width" kHz cinsinden temel bandın spektral genişliğidir. "Pulse Time" mikrosaniye cinsinden pals uzunluğudur. "Transient Time" mikrosaniye cinsinden, palstan sonra, alıcı aktif olmadan önceki bekleme süresidir. "Repetition Delay" saniye cinsinden her taramadan sonra bir sonraki taramaya devam etmek için beklenen sürenin uzunluğudur. "Number of Scans" gerçekleştirilecek tarama sayısıdır. "Amplitude" verici sinyali genliğidir, bu parametre doğrusal değildir, değeri 1 (maksimum güç) ile 0 (kapalı) arasındadır. "Output Phase" vericinin faz

kaymasıdır, bu da alıcının gerçek ve sanal faz kaymasını etkiler. "Find Phase" bu fonksiyon single pulse parametrelerini kullanarak tarama gerçekleştirir ve sonra en yüksek faz çıkışını belirlemek için FFT yi kullanır. En iyi sonucu elde etmek için spektrometre frekansı rezonansa olmalıdır. "Calculations" sekmesinden "Set Resonance" kullanarak rezonans frekansı bulunabilir. "Bypass FIR" eğer bu kutucuk seçiliyse gelen data FIR filtreden geçmez. "Use Shape" pals şeklini kullanıp kullanmama seçeneği, eğer kutucuk seçili değilse hard pals üretir, seçiliyse sinc pals üretir. "CYCLOPS" cyclops ortalamayı kullanan çoklu tarama ortalamaları, bu seçenek seçiliyse, her ardışık tarama ondan önceki taramadan, 90 derece faz farkı ile yapılacaktır. Bunu kullanmak daha az gürültü ve parazit sinyaller ile daha temiz bir sinyal edilmesini sağlar. Bu seçenek seçili değilse her taramadan sonra faz değişimi olmaksızın ardışık taramalar toplanır. Cyclops kullanılırken taramaların sayısı 4 ün katı olmalıdır. "Output File" bu seçenek seçili ise datalar bilgisayara çekildikten sonra dosyalara yazılır. "Blanking Enabled" seçili ise verici devredeyken radyo işlemci TTL biti yükseğe set eder, verici devre dışı kaldığında aynı bit düşüğe set edilir. "Blanking Bit" radyo işlemci USB sistemi kullanan sistemler için bu değer 2 dir. "Blanking Delay" verici devreye alınmadan önce kesme bitinin açılması ile bekleme süresi ms cinsinden, RF pals üretiminden önce güç kuvvetlendiricinin ısınması için gereken süreyi telafi eder. "T1 Parameters" sekmesinde "Number of Points" yakalanacak ve çekilecek dataların sayısıdır. "Spectrometer Frequency" MHz cinsinden verici frekansıdır. "Spectral Width" kHz cinsinden temel bandın spektral genişliğidir. "90° Pulse Time" mikro saniye cinsinden 90 derece pals uzunluğu (0.065 μ s ye eşit veya büyük olmalı). "180° Pulse Time" başlangıç 180 derece palsın mikro saniye cinsinden pals uzunluğu (0.065 μ s eşit veya büyük olmalı). "Show 180° Pulse" 180 derece palsın doğru olup olmadığı belirlemek için kullanılır. Bu butona basıldığında single pulse NMR taraması, single pulse parametreleri kullanılarak başlayacak fakat T1 parametrelerinden 90 derece pals süresi pals zamanına eşit olacak. İlk noktanın genliğinin maksimum değer, ilk noktanın negatif değerinin minimum olmasına göre reel datayı ölçeklendirir. Son olarak T1 parametrelerinden 180 derece pals süresine eşit olan bir pals süresi ile başka bir single pulse NMR taraması çalıştırılır. Bu sıfırda nispeten düz bir çizgi üretirse, bu 180 derece pals süresi için iyi bir değerdir.

CPMG Parameters		Calculations	Process Data
Single Pulse Parameters		T1 Parameters	
128	Number of Points		
10,7879	Spectrometer Frequency (MHz)		
40	Spectral Width (kHz)		
13	90° Pulse Time (us)		
28	180° Pulse Time (us)		Show 180° Pulse
150	Transient Time (us)		
20	Tau (ms)		
2	Repetition Delay (s)		
4	Number of Scans		
1	Amplitude		
164	Output Phase		
☒	Bypass FIR		
☐	Use Shape		
☒	CYCLOPS		
☐	Output File		
☒	Blanking Enabled		
2	Blanking Bit		
3	Blanking Delay (ms)		

Şekil 5.7: T1 parametreleri.

"Transient Time" alıcı aktif olmadan önce 90 derece pals süresinden hemen sonra olan bekleme süresidir, mikro saniye cinsinden, $0.065 \mu s$ eşit veya büyük olmalıdır. "Tau" 180 derece pals ile 90 derece pals arasındaki sürenin uzunluğudur, milisaniye cinsinden. "Repetition Delay" her taramadan sonra örneğin durulması izin verilen süredir, saniye cinsinden. "Number of Scans" taramanın kaç defa tekrarlanacağını sayıdır. "Amplitude" verici sinyali genliğidir, bu parametre doğrusal değildir, değeri 1 (maksimum güç) ile 0 (kapalı) arasındadır. "Output Phase" vericinin faz kaymasıdır, bu da alıcının gerçek ve sanal faz kaymasını etkiler. "Bypass FIR" eğer bu kutucuk seçiliyse gelen data FIR filtreden geçmez. "Use Shape" pals şeklini kullanıp kullanmama seçeneği, eğer kutucuk seçili değilse hard pals üretir, seçiliyse sinc pals üretir. "CYCLOPS" cyclops ortalamayı kullanan çoklu tarama ortalamaları, bu seçenek seçiliyse her ardışık tarama ondan önce taramadan 90 derece faz farkı ile yapılacaktır. Bunu kullanmak daha az gürültü ve parazit sinyaller ile daha temiz bir sinyal edilmesini sağlar. Bu seçenek seçili değilse her taramadan sonra faz değişimi olmaksızın ardışık taramalar toplanır. Cyclops

kullanılırken taramaların sayısı 4 ün katı olmalıdır. "Output File" bu seçenek seçili ise datalar bilgisayara çekildikten sonra dosyalara yazılır. "Blanking Enabled" seçili ise verici devredeyken radyo işlemci TTL biti yükseğe set eder, verici devre dışı kaldığında aynı bit düşüğe set edilir. "Blanking Bit" radyo işlemci USB sistemi kullanan sistemler için bu değer 2 dir. "Blanking Delay" verici devreye alınmadan önce kesme bitinin açılması ile bekleme süresi ms cinsinden, RF pals üretiminden önce güç kuvvetlendiricinin ısınması için gereken süreyi telafi eder. "CPMG Parameters" sekmesinde "Spectrometer Frequency" MHz cinsinden verici frekansdır. "Spectral Width" kHz cinsinden temel bandın spektral genişliğidir. "90⁰ Pulse Time" mikro saniye cinsinden başlangıç 90 derece pals uzunluğu (0.065 μ s ye eşit veya büyük olmalı). "180⁰ Pulse Time" 180 derece palsların mikro saniye cinsinden pals uzunluğu (0.065 μ s eşit veya büyük olmalı). "Transient Time" alıcı aktif olmadan önce 90 derece pals süresinden hemen sonra olan bekleme süresidir, mikro saniye cinsinden, 0.065 μ s eşit veya büyük olmalıdır. "Tau" 2*tau 180 derece palsların arasındaki sürenin uzunluğudur, mikro saniye cinsinden. "Repetition Delay" her taramadan sonra örneğin durulması izin verilen süredir, saniye cinsinden. "Number of Scans" taramanın kaç defa tekrarlanacağını sayıdır. "Amplitude" verici sinyali genliğidir, değeri 1 (maksimum güç) ile 0 (kapalı) arasında ayarlanabilir. "Output Phase" vericinin faz kaymasıdır, bu da alıcının gerçek ve sanal faz kaymasını etkiler. "Number of Points Per Echo" her ekonun üstünden kaç nokta yakalanacağını sayıdır, sürekli tarama yapmak için sıfıra ayarlanır. "Number of Echoes" üretilecek ekoların sayısı. "Bypass FIR" eğer bu kutucuk seçiliyse gelen data FIR filtreden geçmez. "CYCLOPS" cyclops ortalamayı kullanan çoklu tarama ortalamaları, bu seçenek seçiliyse her ardışık tarama ondan önce taramadan 90 derece faz farkı ile yapılacaktır. Bunu kullanmak daha az gürültü ve parazit sinyaller ile daha temiz bir sinyal edilmesini sağlar. Bu seçenek seçili değilse her taramadan sonra faz değişimi olmaksızın ardışık taramalar toplanır. Cyclops kullanılırken taramaların sayısı 4 ün katı olmalıdır.

Single Pulse Parameters		T1 Parameters	
CPMG Parameters		Calculations	
Process Data			
10,8	Spectrometer Frequency		
100	Spectral Width (kHz)		
13	90° Pulse Time (us)		
28	180° Pulse Time (us)		
150	Transient Time (us)		
2000	Tau (us)		
2	Repetition Delay (s)		
4	Number of Scans		
1	Amplitude		
164	Output Phase		
1	Number of Points Per Echo		
400	Number of Echoes		
☒	Bypass FIR		
☒	CYCLOPS		
☐	Output File		
☒	Blanking Enabled		
2	Blanking Bit		
3	Blanking Delay (ms)		

Şekil 5.8: CPMG parametreleri.

"Output File" bu seçenek seçili ise datalar bilgisayara çekildikten sonra dosyalara yazılır. "Blanking Enabled" seçili ise verici devredeyken radyo işlemci TTL biti yükseğe set eder, verici devre dışı kaldığında aynı bit düşüğe set edilir. "Blanking Bit" radyo işlemci USB sistemi kullanan sistemler için bu değer 2 dir. "Blanking Delay" verici devreye alınmadan önce kesme bitinin açılması ile bekleme süresi ms cinsinden, RF pals üretiminden önce güç kuvvetlendiricinin ısınması için gereken süreyi telafi eder.

Data grafikleri, iSpinNMR cihazından çekilen dataları görüntülemeye yarar. "Real Data" grafiği reel zaman domaini datalarını gösterir. "Imaginary Data" grafiği sanal zaman domaini datalarını gösterir. "FFT" reel ve sanal dataların FFT sini frekans domaininde gösterir. "Real + FFT" reel ve FFT büyüklüklerini birlikte gösterir. "Pulse Width Finder" önceki taramadan reel dataların ve pals genişliklerinin grafiğini gösterir. "Inversion Recover" önceki T1 taramasının reel datalarının ve T1 Inversion Recovery datalarının grafiğini gösterir. "Autoscale" reel ve sanal data grafikleri autoscale check box a sahiptir. Eğer seçiliyse data çekilirken grafik

otomatik ölçeklendirilir. Seçili değilse ölçeklendirme yapılmaz. "Calculations Tab" bu sekmede datayı işleyen ileri düzey seçenekler vardır.

The screenshot shows the 'Calculations' tab of a software interface. It contains several sections with buttons and input fields:

- Single Pulse Parameters** (tab):
 - CPMG Parameters** (sub-tab):
 - Set to Resonance** (button)
 - Find Pulse Width** (button)
 - 90° pulse time (us): 0
 - 180° pulse time (us): 0
 - T1 Parameters** (sub-tab):
 - Plot T1** (button)
 - tau (ms): 0
 - T1 (ms): 0
 - Calculate T2** (button)
 - Calculate SNR** (button)
 - Set as Noise Range** (button)
 - Noise Start (Hz): 0E+0
 - Noise End (Hz): 0E+0
- Calculations** (sub-tab):
 - Spectrometer Freq (MHz): 0
 - Initial PW (us): 1
 - Final PW (us): 30
 - Step Size (us): 1
 - Initial Tau (ms): 1
 - Final Tau (ms): 1000
 - Step Size (ms): 50
 - T2 (s): 0
- Process Data** (sub-tab):

Şekil 5.9: Hesaplamalar parametreleri.

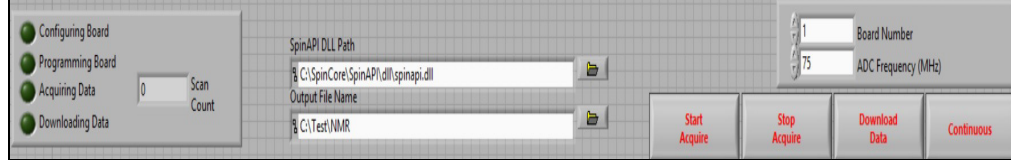
"Set to Resonance" single pulse parametreleri ile tarama gerçekleştirir, sonra en güçlü sinyalin olduğu frekansı belirlemek için taramadan gelen dataları analiz eder. Gelecek tarama için parametre sekmelerinde spektrometre frekansı değiştirilecek. Sonraki taramalar tam rezonansa gerçekleşecek. "Find Pulse Width" bu fonksiyon ile değişken pals genişliklerinde taramalar gerçekleşir. Alıcının en büyük genliğe sahip olduğu (90 derece pals uzunluğu) ve alıcının genliğinin sıfıra en yakın olduğu (180 derece pals uzunluğu) pals uzunlukları belirlenir. Bu butona basıldığında grafikler otomatik olarak seçilir. En iyi sonuç için spektrometre frekansı rezonans frekansında olmalıdır. Pals genişliği bulucu için set parametreleri pencerenin sağındadır. Bunlar "Initial PW", "Final PW" ve "Step Size" hepsi mikro saniye cinsindendir. "Find Pulse Width" butonuna basıldığında taramalar başlar. Test en

yüksek çıkış fazını bulmak için ilk olarak "Find Phase" fonksiyonunu çalıştırır. Sonra her pals genişliği için "Initial PW" den "Final PW" ye "Step Size" kadar arttırıp single pals parametrelerini kullanarak bir tarama gerçekleştirir. Her tek taramadan sonra, taramanın büyüklüğü "Stem Plot" çizelgesine eklenir ve tarama alt grafikte görünecektir. Tarama dizisi tamamlandıktan sonra program en büyük genlikle sonuçlanan pals genişliğini belirleyecek ve onu "90⁰ pulse time" kutucuğunda gösterecek. Bu değer otomatik olarak "Single Pulse Parameters" sekmesinde "Pulse Time (s)" kutucuğunda, "T1 Parameters" sekmesinde ve "CPMG Parameters" sekmesinde "90⁰ Pulse Time (us)" kutucuğunda görüntülenecek. "Pulse Width Finder" genliği sıfıra yakın olan pals genişliğini belirler ve bu değer "180⁰ Pulse Time" da görülecek. Bu değer otomatik olarak "T1 Parameters" sekmesinde ve "CPMG Parameters" sekmesinde "180⁰ Pulse Time" kutucuğunda set edilir. "Plot T1" bu fonksiyon T1 in yaklaşık değerini belirlemek için değişken tau değerlerinde seri taramalar gerçekleştirir. Bu butona basıldığında "Inversion Recovery" sekmesi otomatik olarak seçilir. "Initial Tau", "Final Tau" ve "Step Size" parametreleri set edilir. "Plot T1" butonuna basıldığında taramalar başlar. "Initial Tau" dan "Final Tau" ya "Step Size" kadar arttırılarak her tau için seri taramalar gerçekleştirilir. Her tau değeri için "Single Pulse Parameters" sekmesindeki parametreler kullanılarak "Set to Resonance" fonksiyonu çalışır. Sonra "T1 Parameters" sekmesindeki parametreler kullanılarak Inversion Recovery taraması çalışacak. Inversion Recovery taramasından sonra taramanın büyüklüğü "Inversion Recovery" sekmesinde "Stem Plot (T1)" çizelgesine eklenir ve tarama alttaki grafikte gösterilir. Her tau değeri için taramalar sonlandıktan sonra, program T1 değerini belirler ve "T1(ms) box" ta görüntülenir. "Calculate T2", bu butona basıldığında "CPMG Parameters" sekmesinden parametreler kullanılarak tarama başlatılır. Sonra yaklaşık T2 değeri belirlenir. Tarama her ekodan bir nokta alacak şekilde çalıştırılmalıdır, bu değer "Number of Points Per Echo" parametresinden 1 e değiştirilebilir. "Calculate SNR" butonuna basıldığında frekans domaini datalarının sinyal gürültü oranı hesaplanır. Bu fonksiyon, "FFT" grafiği seçilir olması istenen gürültü aralığına yakınlştırılır. Sonra "Set as Noise Range" butonuna basılır. Minimum frekans "Start Noise (Hz)" kutucuğunda ve maksimum frekans "End Noise (Hz)" kutucuğunda görünür. Gürültü aralığı verilerin maksimumunu içermemeli ve spektral genişliği kadar geniş olmamalıdır. İstenen gürültü aralığı seçildiğinde "Calculate SNR" butonuna basılır. Fonksiyon SNR ı belirlemek için maksimum FFT verisini ve belirtilen gürültü

aralığının RMS değerini hesaplar.

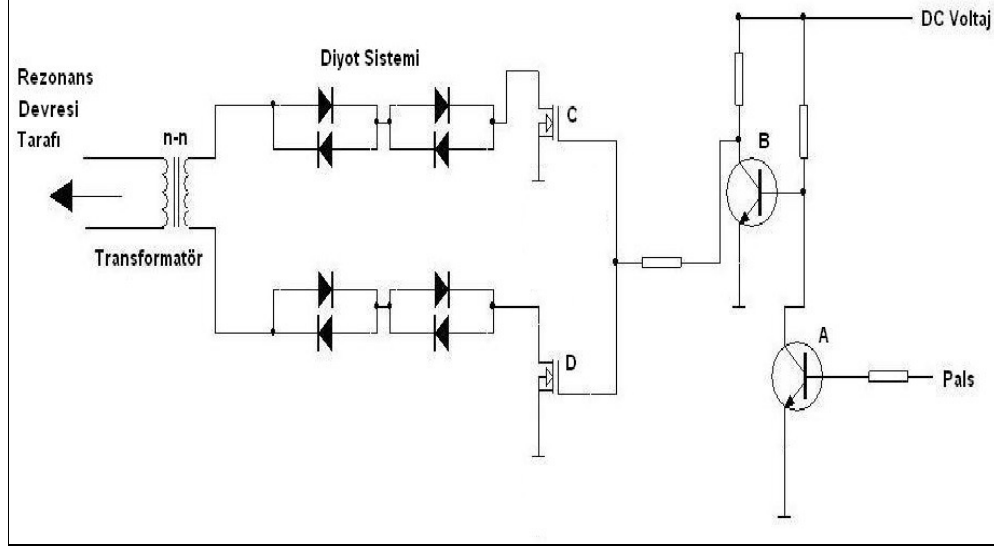
Şekil 5.10: Veri İşleme kısmı.

"Process Data" sekmesinde "Time Domain Data Units" bütün zaman domaini grafiklerinde x eksenini mikro saniye veya noktalar olarak değiştirmeye yarar. "Expected Spurious peak" verici ile alıcı arasında oluşan crosstalk nedeniyle oluşan istenmeyen pikin değeridir. Bu spektrometre frekansına ve spektral genişliğe bağlı olarak bilinen bir frekansta görünecektir. Yaklaşık frekans hesaplanır ve gösterilir. "Shift Time Data" belirlenen nokta sayısı kadar zaman domaini datasını sağa veya sola kaydırır. "Process Phasing" bu fonksiyon sinyalin frekans domaininin zero-order faz doğrulamasını ayarlamaya izin verir. "Process Phasing" butonuna basıldığında faz kaydırıcı görünecek. Bununla faz ayarı yapılabilir. "Line Broadening" sinyalin FFT sinde üstsel çarpma hat genişlemesi yapar. Bu üstel çarpım sabit bir sayıdır. "Import Data From ASCII File", bu fonksiyon bir önceki kayıtlı taramanın datalarını alır.



Şekil 5.11: Diğer kontroller.

Diğer ön panel kontrolleri "Board Number" hangi sistemin kullanıldığını gösterir. Birden fazla SpinCore cihazı varsa bunları sıfırdan başlayarak numaralandırır. Hangi cihaz kullanılacaksa o seçilir. "ADC Frequency" radyo işlemci sisteminin kristal osilatörünün frekansını belirler. "SpinAPI DLL Path" SpinCore VI ları için dll girişi sağlar. "File Name" tarama datalarının kaydedileceği dosyaların yerini gösterir. "Start Acquire" bu butona basıldığında cihazı yapılandırır, programlar ve veri-alış verişi başlar. "Stop Acquire" tüm taramaları durdurur. "Download Data" bu butona basıldığında radyo işlemciden veriler çekilir. "Continuous" butonuna basıldığında tekrar basılana kadar sürekli cihazı programlar ve verileri çeker. Taramalar devam ediyor olsa bile parametreler değiştirebilir ve işlem fonksiyonları çalıştırılabilir.



Şekil 6.2: Q-switch devresi 1 eş değer devre çizimi.

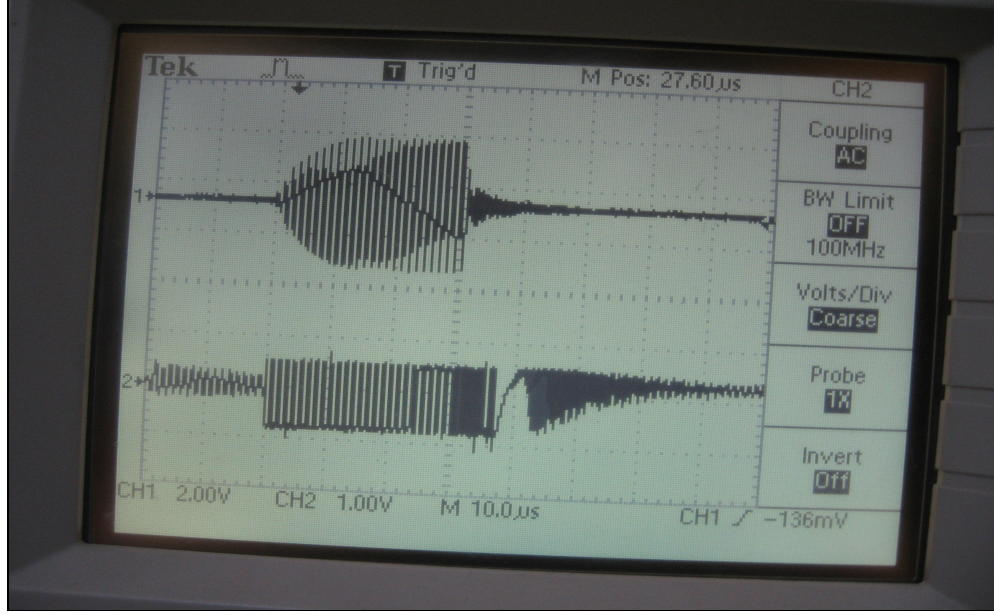
RF darbe sinyalinin proba aktarımı bittikten sonra oluşan salınımlar, bazı bileşiklerin NMR/NQR sinyalinin alımını engeller. RF darbesinden hemen sonra tepki sinyali veren bileşiklerin ölçümlerinde olmazsa olmaz devrelerden biridir. Tepki sinyalini elde etmek için rezonans devresine paralel bağlanan Q-switchler RF darbe sinyalinden hemen sonra devreye girer. Q-switch tranformatör kısmı RF darbenden hemen sonra tetikleme sinyalinin gelmesiyle açılır. Trafonun açılmasıyla rezonans devresi tarafındaki sargı uçları endüktif özelliğini kaybederek rezistif değer alır. Rezonans devresindeki istenmeyen salınımlar trafonun açılmasıyla toprağa akar.

Şekil 6.2 deki Q-switch devresi 1 eş değer devre çizimini göz önünde bulundurarak devrenin çalışmasından bahsedelim. İlk önce şekilde görülen A, B, C, D transistörlerinin anahtarlama elemanı olarak kullanıldığını söylemekte yarar var. Diyotlar transistörleri korumak için kullanılmıştır. Şekildeki devre RF palsının hemen bitiminden sonra göndericinin Gate ucundan tetikleme sinyalini alır. Q switchin pals ucuna gelen tetikleme sinyali A transistörünün açılmasına sebep olur. A transistörünün açılması transistör iç direncinin çok küçük olması sebebiyle B transistörünün base inde çok küçük bir voltaj (neredeyse 0V) görülmesine sebep olur. Dolayısıyla B transistorünün kapanmasına sebep olur. B transistörü kapalıyken, B transistor ün kolektöründe görülen voltaj yüksektir. Bundan dolayı, B transistörünün kolektörüyle bağlantılı olan C ve D transistörlerinin Gateleri DC voltajı görür ve açılır. Transformatorün gerilim olan tarafına primer (Rezonans devresi tarafı), diğer tarafa yani anahtarlama devresi tarafına sekonder dersek C ve D transistörlerinin

açılmasıyla transformatörün primer sargısı, transformatör sargı uçlarının 1:1 olmasından dolayı sadece direnç değeri gösterir. Bu durumda rezonans devresindeki istenmeyen salınımlar toprağa akar.

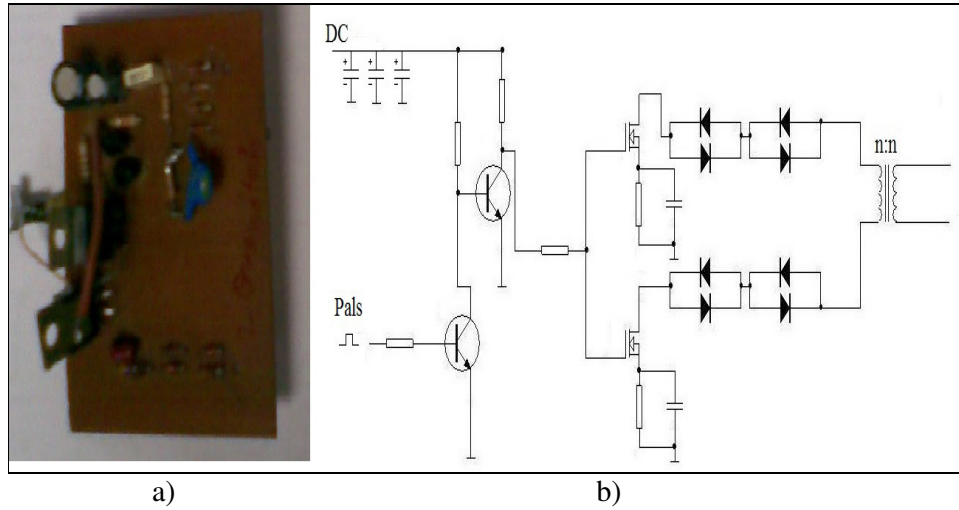
Şekil 6.2 deki Q-switch devresi için RF palsın proba iletildiği zaman aralığından bahsedelim. RF palsın iletimi esnasında Q-switchin anahtarlama kısmının pals ucunda voltaj 0 dır. Bu durumda A transistörü kapalıdır. A transistörünün kollektöründe görülen voltaj yüksektir. A transistörünün kollektörü ile bağlantılı olan B transistörünün base i yüksek voltaj görür. B transistörü açılır. B transistörünün açılması ile, transistör iç direnci çok küçük olduğundan, B transistörünün kollektör gerilimi düşer (neredeyse 0V). B transistörünün kollektörü ile bağlantılı olan C ve D transistörlerinin gateleri düşük voltaj görür (neredeyse 0V). C ve D transistörleri kapanır. C ve D transistörlerinin kapanması ile transformatörün sekonder tarafındaki kısım açık devre gibi davranır. Bundan dolayı transformatörün primer ucu indüktör gibi çalışır. Transformatörün nüvesinden dolayı primer sargıları yüksek empedans değerine sahip olur. Bir başka deyişle, sekonder tarafının açık devre gibi çalışmasından dolayı primer tarafına yansıyan empedans değeri çok büyük olur. Bu durumda rezonans devresindeki akımların büyük bir kısmı prob üzerinden geçer ve Q faktörünün değeri yüksek olur.

Q- Switchler anahtarlama elemanı olarak sistemde çalışırlar. RF palsından sonra rezonans devresinde oluşan salınımları sönmölenmesini sağlar. Şekil 6.3 te Q-Switch in transiente etkisi görölmektedir. Sistemde q-switchlere gereksinim bazı bileşiklerin RF palstan hemen sonra tepki vermesidir. Eğer q-switch devreleri kullanılmaz ise bu tepki sinyali prob tarafından algılanamayacak ve sinyal tespit edilemeden kaybolacaktır. Örneğin . TNT patlayıcısının 842 kHz'deki kuadropol rezonans sinyalini algılamak için, $Q = 200$ olan bir dedektör kullanılırsa $\tau=75 \mu s$ olur ve salınım zamanı da yaklaşık 2 ms olarak bulunur. Bu durumda, $T_2^* = 0.4 \text{ ms}$ olan TNT malzemesi için NQR sinyali, alıcının toparlanma süresi içinde geleceğinden sinyal algılanamayacaktır.



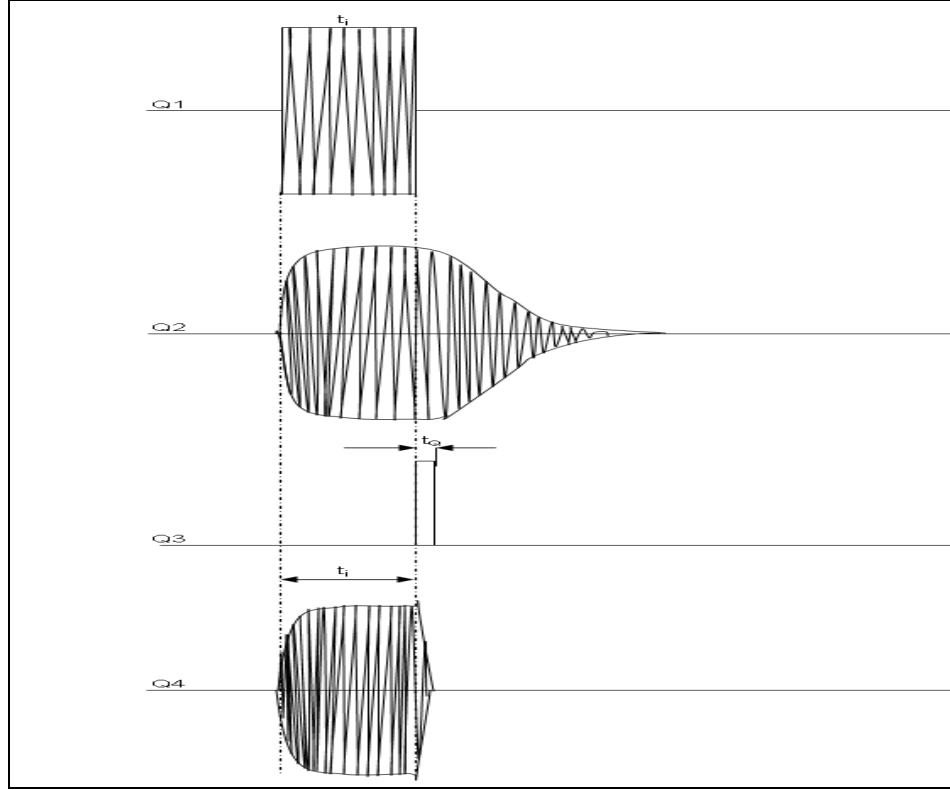
Şekil 6.3: Q-Switchin sistemde çalıştırılması sonucu osilaskop görüntüsü 1.

Şekil 6.4. teki devrede transformatör kısmındaki transistörlerin source kısmına seri olarak küçük değerli direnç ve dirence paralel kapasitör bağlanmıştır bunun amacı transistörleri korumak ve primer tarafına yansıtılan empedans değerini ayarlamaktır. DC tarafına bağlı elektrolitik kondansatörler, DC kaynakta oluşan istenmeyen salınımların filtrelenmesi içindir. Şekil 6.4. teki devrenin çalışma mantığı Şekil 6.2. üzerinden anlatılan devrenin çalışması ile aynıdır.



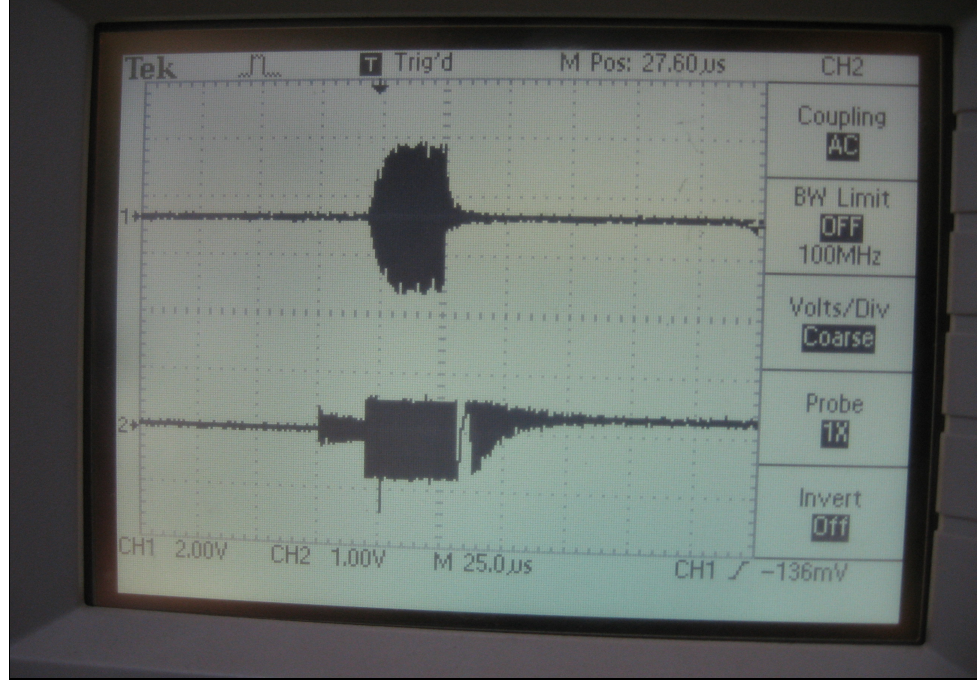
Şekil 6.4: a) Q-Switch devresi 2, b) Eşdeğer devre çizimi.

Yüksek güçte gönderilen RF darbesinin iletimi sırasında görülen sinyal Şekil 6.5'teki Q1'dir. Eğer sistemde Q -switch kullanmazsak, rezonans devresinde oluşan salınım sinyali Şekil 6.5'teki Q2 gibi olacaktır. Klasik yöntemde Q -switch devresine,



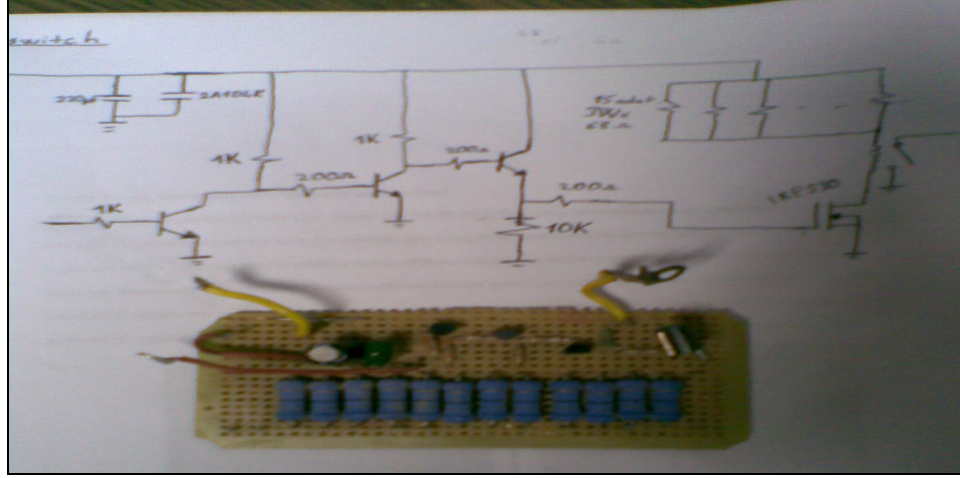
Şekil 6.5: Q-Switchin Rezonans devresindeki salınıma etkisi.

RF uyarı darbesinin (Q1) bitişini takiben çok kısa zaman dilimi için (t_p) Q3 olarak gösterilen tetikleme sinyali gönderilir ve Q -switchin etkisiyle rezonans devresinin Q -faktörü hızla azalarak istenmeyen salınımlar bastırılır. Sonuçta sistemde Q -switch kullanılıncaya RF darbeyi uyguladığımız rezonans devresindeki sinyal, Şekil 6.5'teki Q4 sinyali gibi olacaktır.



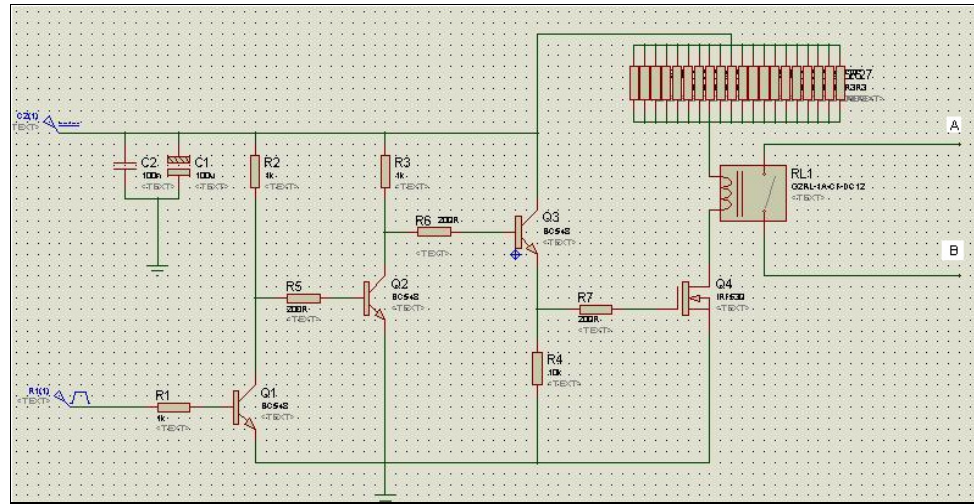
Şekil 6.6: Q-Switchin sistemde çalıştırılması sonucu osilaskop görüntüsü 2.

Şekil 6.7. deki devre şekil 3.9. daki ile aynı mantığa sahiptir. Şekil 6.8 Q switch devresi 3 eşdeğer devre çizimi görülmektedir. Röle kullanılan bu devrede yüksek akım oluşturmak için 3W lık 68Ω luk 15 adet direnç kullanılmıştır. RF palsından sonra istenmeyen salınımları engellemek için RF palstan hemen sonra tetikleme sinyali gelir. Transistör açılır, açılmaz paralel dirençlerden akım geçer. Oluşan bu yüksek akım ile röle kapanır ve rezonans devresine paralel kısa devre bir hat oluşur. Rezonans devresindeki elemanlarda biriken yükler, kısa devre vasıtasıyla toprağa akar. Bu sayede örnekten gelen sinyalin tespit edilmesi için uygun koşul oluşturulmuştur.



Şekil 6.7: Q-Switch devresi 3.

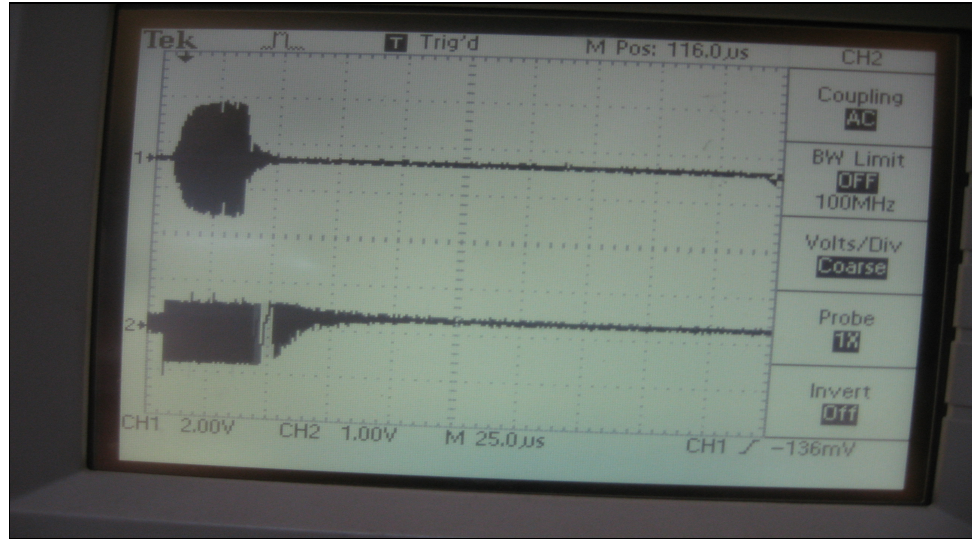
Anahtarlama elemanı olarak rölenin kullanıldığı Q switch devresi 3 ün eşdeğer devre çizimi Şekil 6.8 de görülmektedir.



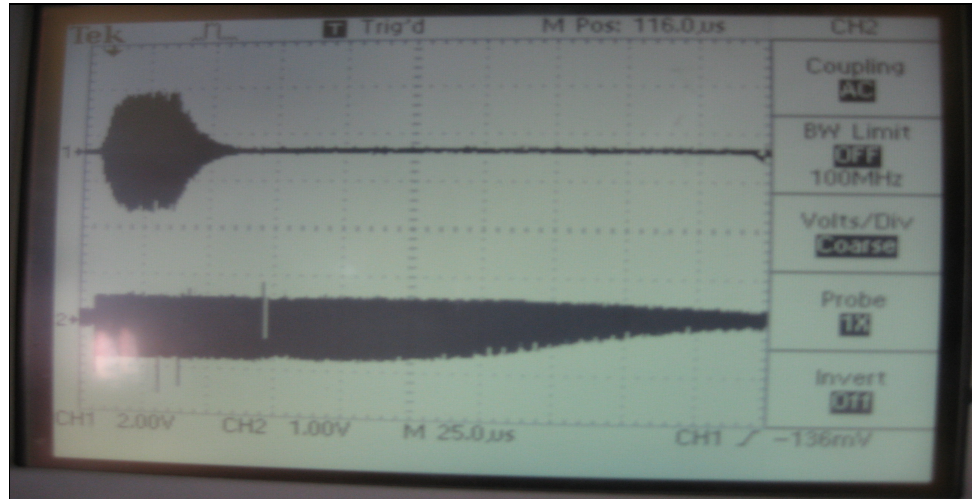
Şekil 6.8: Q-switch devresi 3 eşdeğer devre çizimi.

Şekil 6.8 den Q switch devresi 3 ün çalışmasına değinecek olursak. Q1 transistörüne pals geldikten sonra Q1 transistörü açılır. Q1 transistörünün açılması ile Q1 transistörünün kollektörü ile bağlantılı olan Q2 transistörünün base i yaklaşık 0 V görür ve kapanmaya zorlanır. Q2 transistörünün kapanmasıyla Q2 transistörünün kollektör ucunda voltaj yükselir. Q2 transistörünün kollektörü ile bağlantılı olan Q3 transistörünün base inde voltaj yüksektir. Bundan dolayı Q3 transistörü açılır. Q3 transistörünün emiterine bağlı R4 direnci üzerinde voltaj oluşur. R4 ve Q3

transistörünün emiteri ile bağlı olan Q4 transistörünün gate ucundaki voltaj yükselir. Q4 transistörü açılır. Q4 transistörünün açılması ile Q4 transistörü üzerinden yüksek akım geçirilerek rölenin kapanması sağlanır. Bu sayede, A ve B uçlarından rezonans devresine paralel bağlanan röle, rezonans devresinde oluşan istenmeyen salınımların toprağa akmasını sağlar.



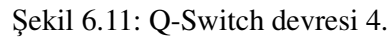
Şekil 6.9: Q-Switchin sistemde çalıştırılması sonucu osilaskop görüntüsü 3.

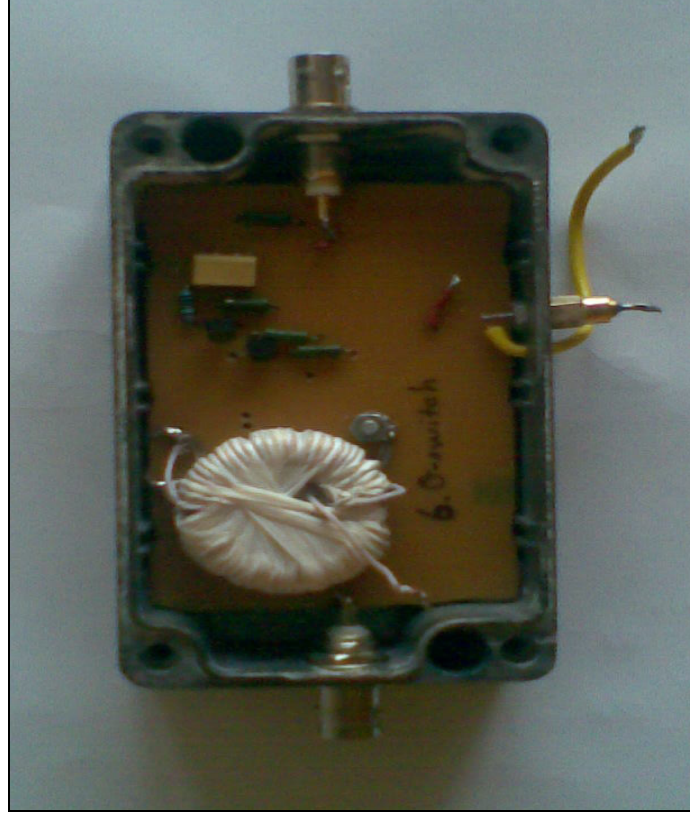


Şekil 6.10: Q-Switchin sistemde olmadığı durumda osilaskop görüntüsü.

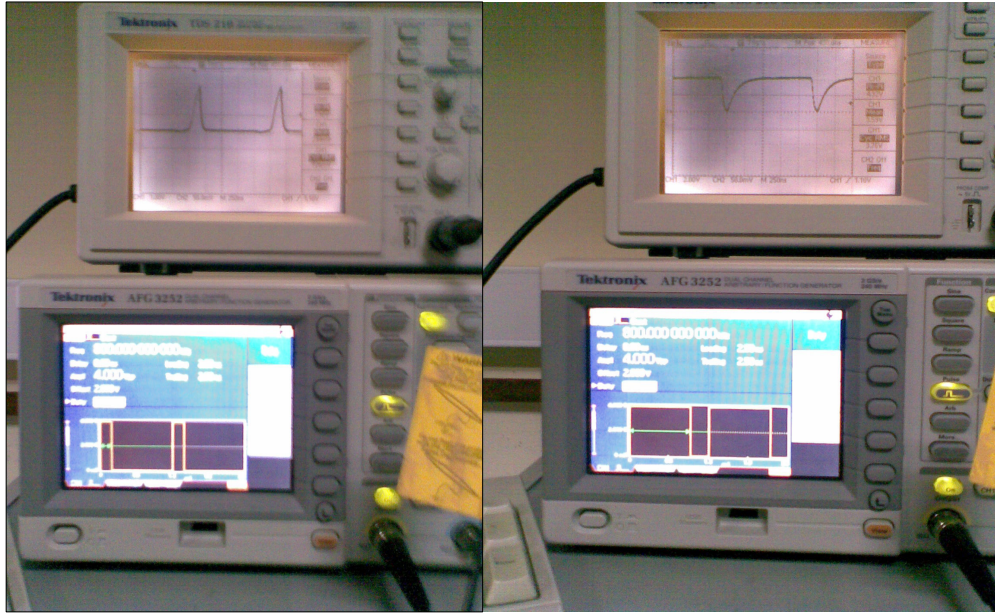
Şekil 6.3, Şekil 6.6 ve Şekil 6.9 daki osilaskop görüntüleri Q-switch devrelerinin sistemde çalıştırılması sonucu RF palsın şekli ve örnekten gelen sinyalin ön yükselteçten yükseltildikten sonraki sinyal şeklini içerir. Şekil 6.10 Q switch in

Şekil 6.9 ve 6.10 da Q-switch devrelerinde tetikleme kaynağını korumak için opto-isolatör kullanılmıştır. Çalışma prensibi Şekil 3.6 ve 6.2 sistemle benzerdir.





Şekil 6.12: Q-Switch devresi 5.

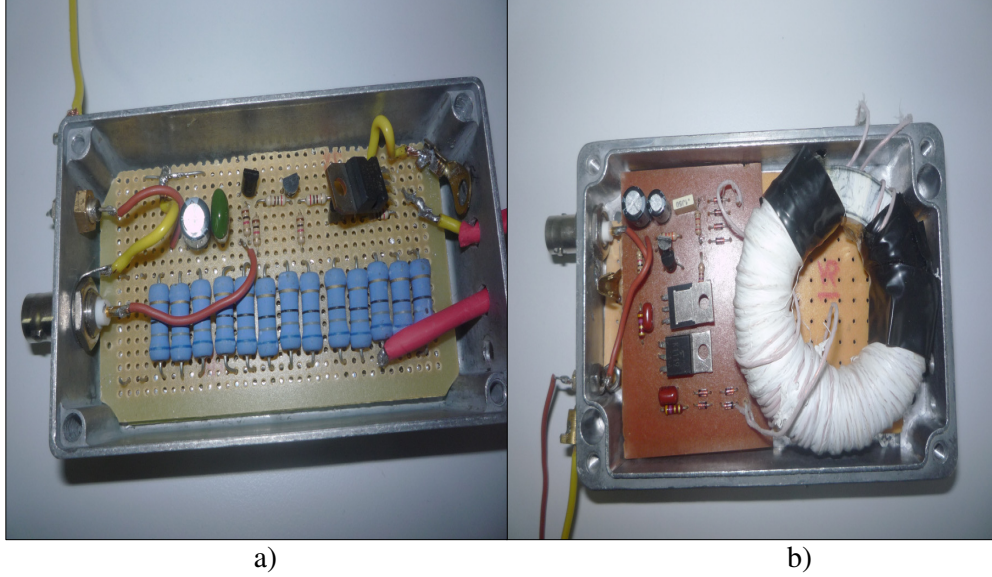


a)

b)

Şekil 6.13: a) 1 durumu, b) 0 durumu Q-Switch tetikleme sinyali.

Şekil 6.11 de Q-Switch tetikleme sinyallerinin osiloskop görüntüleri görülmektedir. Şekil 3.7, Şekil 3.8, Şekil 3.10 da anlatılan 1-0 durumlarıdır. Şeklin solunda gönderilen tetikleme palsı, şeklin sağında palsın terslenmesi durumu.



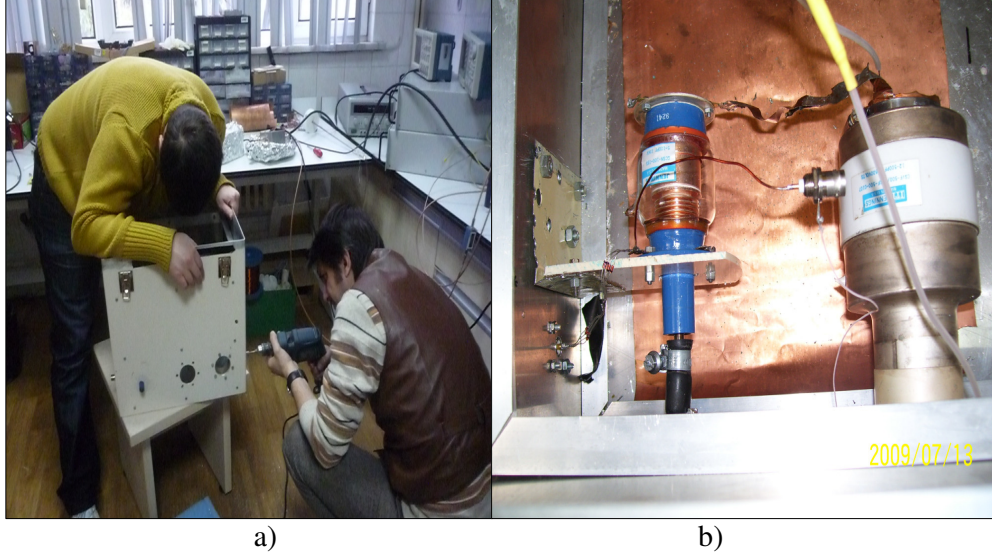
Şekil 6.14: a) Röleli, b) Transformatörlü Q-Switch devresi alüminyum kutu içinde.

Q-switch devreleri dış gürültülerden etkilenmemesi için alüminyum kutular içerisine yerleştirilmiştir. Nispeten sisteme gürültü kaynağı olabilecek elemanlar, dış gürültü kaynaklarından yalıtılmıştır.

6.2. Prob Sistemleri

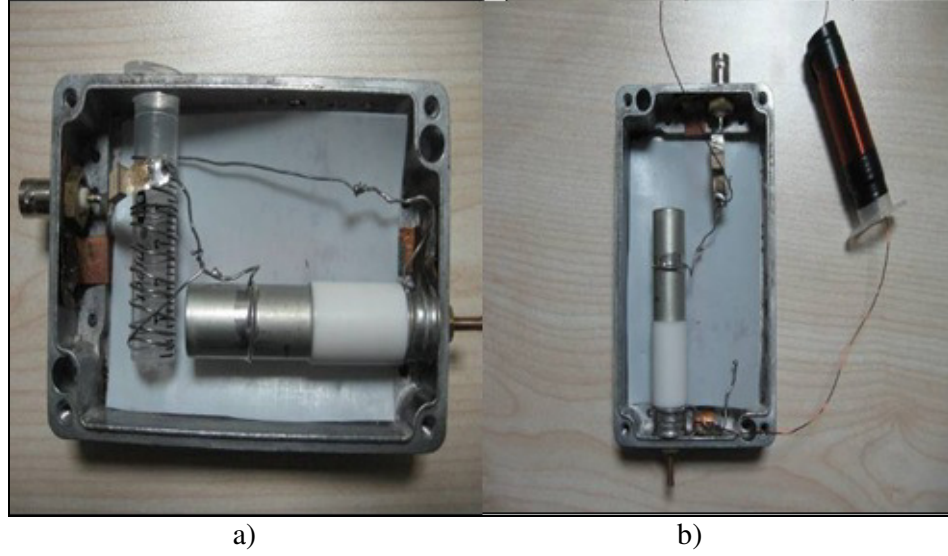
Tez çalışması boyunca birçok sistem tasarlanmış ve NMR/NQR deneylerinde uygulaması grup üyeleri tarafından yapılmıştır.

NMR/NQR ölçümleri yapmak için dedektör ünitesi yapılmıştır. Bu dedektör ünitesi çeşitli bobinleri ve devreleri içine alacak şekilde hazırlanmıştır. Dedektör ünitesi fotoğrafı Şekil 6.13’de verilmiştir.



Şekil 6.15: a) Dıştan, b) İçten dedektör ünitesi görüntüsü.

Problar kondansatör ve bobin rezonans devresinden oluşmaktadır ve dolayısıyla bunların yüksek gerilim ve akımlara dayanması önemlidir. Özellikle, NMR'ın bazı uygulamalarında incelenen maddeden gelen NMR tepki sinyalinin iyi SNR ile dedekte edilmesi için 300-500W gibi yüksek güç kullanılması gerekmektedir. Bu yüzden prob devrelerinde yükselteçten gelen güçlü RF sinyaline dayanabilen ve hacimleri büyük olan vakum kapasitörleri kullanılmıştır. Diğer yandan böyle dedektör yapımında daha yüksek Q (kalite) faktörüne sahip kapasitörler (*Jennings*, ve *ATC* şirketleri) kullanılmıştır. Şekil 6.13'de gösterilen alüminyum kutular içerisine monte edilmeleri kolay olmuştur. Böylece hem hacmi büyük olan yüksek gerilimlere dayanabilen vakumlu Jennings kapasitörlerinin hem de q-switch, duplexer gibi elektronik devrelerin, 42x42x42 cm ebatları olan kutu içerisine montajı kolay olmuştur. Bobinlerin kutu içerisindeki başka bileşenlerden etkilenmemesi için gerekli alan oluşturulmuştur.



Şekil 6.16: a) Büyük kutu, b) Küçük kutu içinde NMR/NQR probları.

Ayrıca manyetik alan uygulayarak NQR ölçümleri yapmak için portatif proplar geliştirilmiştir. Bu proplar Şekil 6.14’de gösterilmiştir. Böyle değişik frekanslardaki portatif propların yapımında manyetik malzeme içermeyen Voltronics kondensatörler kullanılmıştır. Değişen kapasitansa sahip bu kondansatörler teflon malzemesinden yapılmaktadır ve yeteri kadar yüksek gerilimlere ve akımlara dayanabilmektedirler.

Şekil 6.13 te verilen kondansatör sisteminde kullanılmak üzere çeşitli NMR/NQR deneylerinde ölçümler alınması için farklı ebatlarda bobinler sarılmıştır. Bunlar şekil 6.15 te görülmektedir. Ebatları 65x71x50 mm kablo çapı 1 mm olan 22 sarım bobinin 4,618 MHz merkez frekansında üst frekans 4,943 MHz alt frekans 4,312 MHz dolayısıyla bant genişliği 631 kHz bulunmuş kalite faktörü 7,3 hesaplanmıştır. Aynı bobin için 1,275 MHz merkez frekansında üst frekans 1,297 MHz alt frekans 1,247 MHz dolayısıyla bant genişliği 50 kHz bulunmuş kalite faktörü 25,5 hesaplanmıştır. Ebatları 95x94x70 mm kablo çapı 1 mm olan 40 sarım bobinin 845,1 kHz merkez frekansında üst frekans 871,1 kHz alt frekans 821,8 kHz dolayısıyla bant genişliği 50,7 kHz bulunmuş kalite faktörü 17 hesaplanmıştır. Aynı bobin için 2,120 MHz merkez frekansında üst frekans 2,221 MHz alt frekans 2,025 MHz dolayısıyla bant genişliği 196 kHz bulunmuş kalite faktörü 10 hesaplanmıştır. Aynı bobin için 577,6 kHz merkez frekansında üst frekans 585,8 kHz alt frekans 570,9 kHz dolayısıyla bant genişliği 14,9 kHz bulunmuş kalite faktörü 38,76 hesaplanmıştır. Ebatları 65x70x85 mm kablo çapı 1 mm olan 43 sarım bobinin 846 kHz merkez frekansında üst frekans 863 kHz alt frekans 829,7 kHz dolayısıyla bant

genişliği 33,3 kHz bulunmuş kalite faktörü 25,4 hesaplanmıştır. Aynı bobin için 2,648 MHz merkez frekansında üst frekans 2,842 MHz alt frekans 2,521 MHz dolayısıyla bant genişliği 321 kHz bulunmuş kalite faktörü 8,25 hesaplanmıştır. Aynı bobin için 743,8 kHz merkez frekansında üst frekans 759,2 kHz alt frekans 532,5 kHz dolayısıyla bant genişliği 26,7 kHz bulunmuş kalite faktörü 27,85 hesaplanmıştır.



şekil 6.17: Sarılan Bobinler.

Mevcut kullanılan bakır tel ile sarılı bobinlerin kalite faktörünün düşüklüğü görülmüş. Farklı iletkenler ile bobinler sarılmıştır. şekil 6.16 da kullanılan saddle bobin iki frekanslı deneylerde kullanılmak üzere tasarlanmıştır.



Şekil 6.18: Saddle bobin.

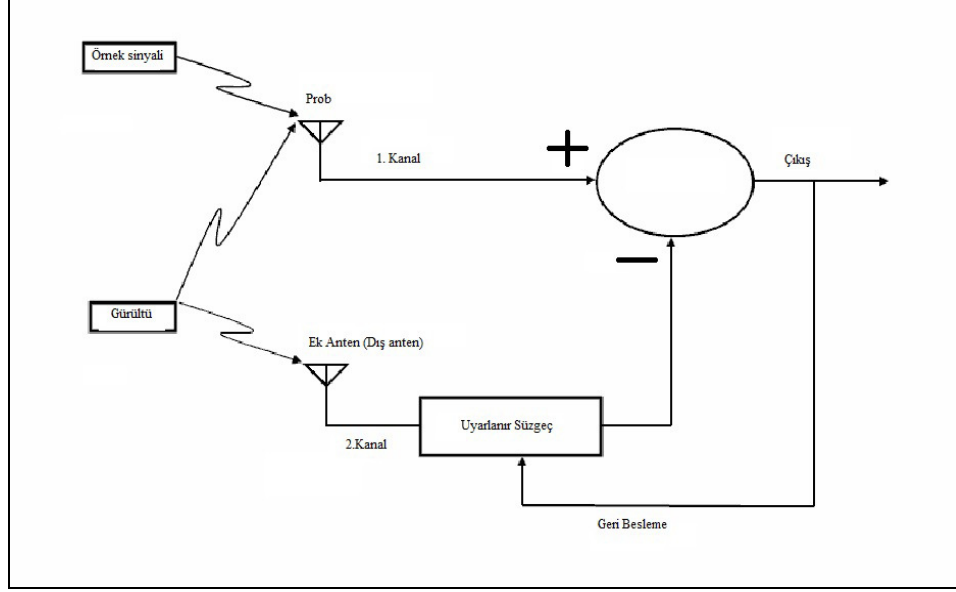
Çift frekanslı deneylerde kullanılan iki frekanslı dedektör ünitesi akışkan azot gazı ile çalışan soğutma sistemini içerecek şekilde tasarlanmıştır. Sıvı azot ile (77 K'de) düşük sıcaklık ölçümleri yapmak için de yeni bir ünite yapılmıştır. Dedeksiyon bobini ünite dışına alınıp silindir ekranı ile korunan bir termos içine konulmuştur, bu termos içine sıvı azot doldurularak düşük sıcaklık deneylerinde kullanılması için yapılmıştır. RDX için kullanılan dedektörün yüklenmiş Q faktörü yaklaşık 100 iken, NaNO_2 'nin NQR ölçümlerinde kullanılan dedektör ünitesinin rezonans devrelerinin yüklenmiş Q faktörleri ω_- frekansı için 74 ve ω_+ frekansı için 60'tır.

Şekil 6.17 de dış gürültünün bastırıldığı sistem kurulmuştur. Orta frekans (AM radyo bandı) 300 kHz - 3 MHz, yüksek frekans bandı (Halk bandı ve polis bandı) 3-30 MHz grup çalışmalarında kullanılan örneklerin rezonans frekansını kapsar. Ölçüm sistemi için bu frekans bantlarında yapılan yayınlar sistem için gürültü kaynağı oluşturacaktır. Bu yayınlar dedekte edilen ainyalin SNR ında düşüşlere sebep olacak. Dedeksiyon süresinin uzamasına sebep olacaktır. Bu amaçla şekil 6.17 deki sistem kurulmuştur.



Şekil 6.19: Dış gürültünün bastırıldığı sistem, a) Patlayıcı, b) Patlayıcısız.

Mayın dedeksiyonunda kullanılan algılayıcı NQR bobininin perdelenmemiş (ekranlanmamış) olması fiziksel bir zorunluluktur. Bundan dolayı, NQR ile mayın tespitindeki dış radyo ve telsiz frekanslarının algılanan sinyale karışması ana problem olarak karşımıza çıkar. Şekil 6.18 de dış gürültünün bastırıldığı sistemin blok diyagramı görünmektedir. Dış gürültünün bastırıldığı bu sistemde dış anten çalışılan bölgedeki radyo ve telsiz sinyallerinden dolayı oluşan gürültü sinyalini algılamak için kullanılmıştır. Elde edilen gürültü sinyali kuvvetlendiriciler ile kuvvetlendirilmiştir. 1. Kanalda oluşan sinyal $x(n)=v(n)+m(n)$, burada $v(n)$ ölçülmek istenen NQR sinyali $m(n)$ de bu sinyal ile ilişkili olmayan gürültü sinyalidir. 2. kanalda oluşan sinyal $r(n)$ gürültü sinyali için referans sinyali sağlar ve $v(n)$ sinyali ile ilişkisizdir. Uyarlanır süzgeçte amaç bu $r(n)$ sinyalinden $m(n)$ sinyali ile yakın ilişkili veya ilişkili bir $y(n)$ sinyali elde etmektir. Bu amaçla bir ayar sistemi oluşturulmuş $m(n)$ sinyali ile $y(n)$ sinyalinin ilişkili olması sağlanmıştır. Çıkış sinyaline $e(n)$ denilirse, $e(n)=v(n)+m(n)-y(n)$ olacaktır. $m(n)$ sinyali ile $y(n)$ ne kadar birbiri ile ilişkiliyse çıkıştaki gürültü sinyali $m(n)-y(n)$ o kadar küçük olacaktır ve sinyalin SNR değeri bir o kadar büyüyecektir.



Şekil 6.20: Dış gürültünün bastırıldığı sistemin blok diyagramı.



Şekil 6.21: Dış gürültünün bastırıldığı sistemde kullanılan prob.

Bu bastırma sisteminin testlerinde 10-15 dB arasında gürültünün bastırıldığı gözlemlenmiştir. Bu sistem sayesinde RDX malzemesinin ^{14}N NQR'in 5190 kHz'lik frekansında uzaktan tespit deneyleri başarılı olmuştur. Şekil 6.19 daki prob

kullanılmıştır. 1. kanalda kullanılan NQR sinyali algılayan rezonans devresinin benzeri 2. kanalda yapıldı. 1. kanaldaki gibi 2. kanalda da rezonans devresinin frekansını ayarlamak için değişken vakum (*Jennings*) ve sabit seramik (*ATC*) kondansatörleri kullanıldı. Plastik boru üzerine sarılı bir bobin kutu dışında oluşturuldu. 2. kanalda gürültü sinyalini yükseltecek 2 adet *Minicircuit* ön yükselteç kullanıldı.

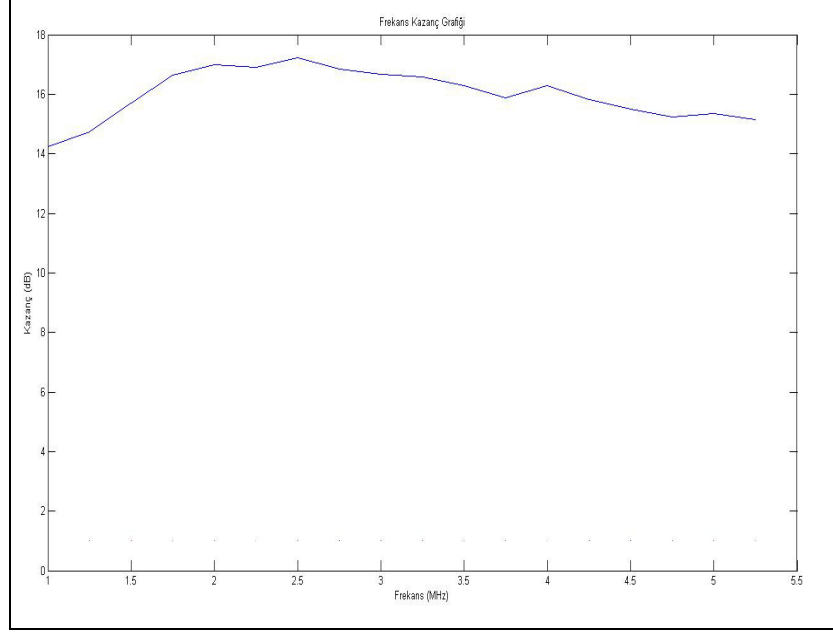
6.3. Kuvvetlendirici

Merkez frekansı 2.5 MHz olan ön yükselteç hazırlandı. Ölçüm sonuçlarında bant aralığı 1 MHz - 5.5 MHz bulunmuştur. Merkez frekansında kazanç 17,21 dB bulunmuştur. Ön yükselteç çalışılan örnekler için bant aralığını karşılar.

MHz	Giriş Gerilimi	Çıkış Gerilimi	Voltaj Kazancı	log(Voltaj kazancı)	Kazanç(dB)
1	256	1320	5,15625	0,712333966	14,24667932
1,25	268	1460	5,447761194	0,736218062	14,72436124
1,50	272	1660	6,102941176	0,785539184	15,71078368
1,75	268	1820	6,791044776	0,831936594	16,63873188
2	252	1780	7,063492063	0,849019462	16,98038923
2,25	260	1820	7	0,84509804	16,9019608
2,5	248	1800	7,258064516	0,860820824	17,21641649
2,75	256	1780	6,953125	0,842180037	16,84360074
3	252	1720	6,825396825	0,834127906	16,68255812
3,25	252	1700	6,746031746	0,829048381	16,58096761
3,5	248	1620	6,532258065	0,815063334	16,30126667
3,75	244	1520	6,229508197	0,794453762	15,88907523
4	224	1460	6,517857143	0,814104837	16,28209675
4,25	236	1460	6,186440678	0,791440853	15,82881706
4,5	232	1380	5,948275862	0,774391102	15,48782203
4,75	232	1340	5,775862069	0,761616813	15,23233627
5	232	1360	5,862068966	0,768050923	15,36101847
5,25	224	1280	5,714285714	0,756961951	15,13923903

Şekil 6.22: Bant aralığında ön yükselteç kazancı.

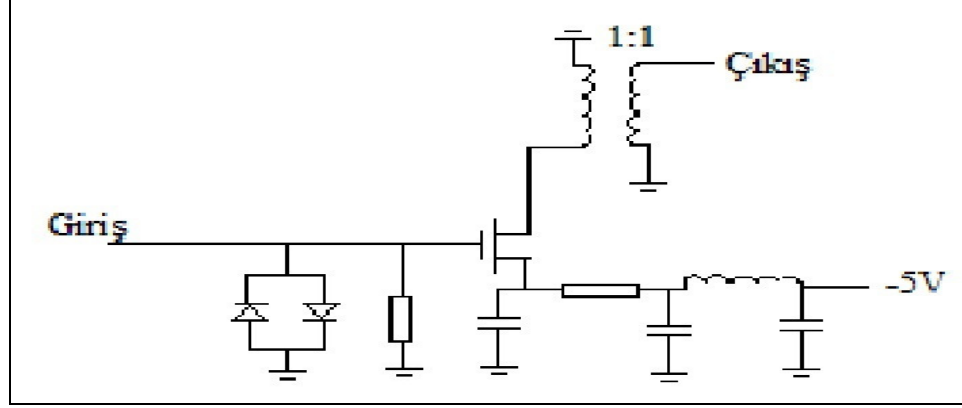
Şekil 6.23 te ön yükselteç Frekans kazanç grafiği gösterilmektedir.



Şekil 6.23: Ön yükselteç frekans kazanç grafiği.



Şekil 6.24: Ön yükselteç devresi.



Şekil 6.25: Ön yükselteç devre şeması.

6.4. Dublekser

TNT, RDX, AN frekanslarına uygun kablolar hazırlandı. Pin diyotlarla birlikte kullanılmasıyla dublexer oluşturulmuş oldu. Şekil 6.26 da bunlardan biri görülmektedir. Çeyrek dalga boyu kablo ve çapraz diyotların kullanımının nasıl duplexler oluşturduğu bölüm 3.5 te anlatılmıştır.



Şekil 6.26: Çeyrek dalga boyu kablo.

TNT, RDX, AN frekanslarına uygun çeyrek dalga kabloların uzunluğu çok büyük olduğu için sistemde çeyrek dalga kablolar çok büyük yer kaplar. Her ölçüm yapılacak malzeme türü için ölçüm frekansında ayrı ayrı çeyrek dalga boyu kablo kullanımı gereklidir. Hem yer açısından hem de esneklik açısından alternatif devrelerin gerekliliği ortaya çıkar. Bu devreler RF pals süresi boyunca ve rezonans

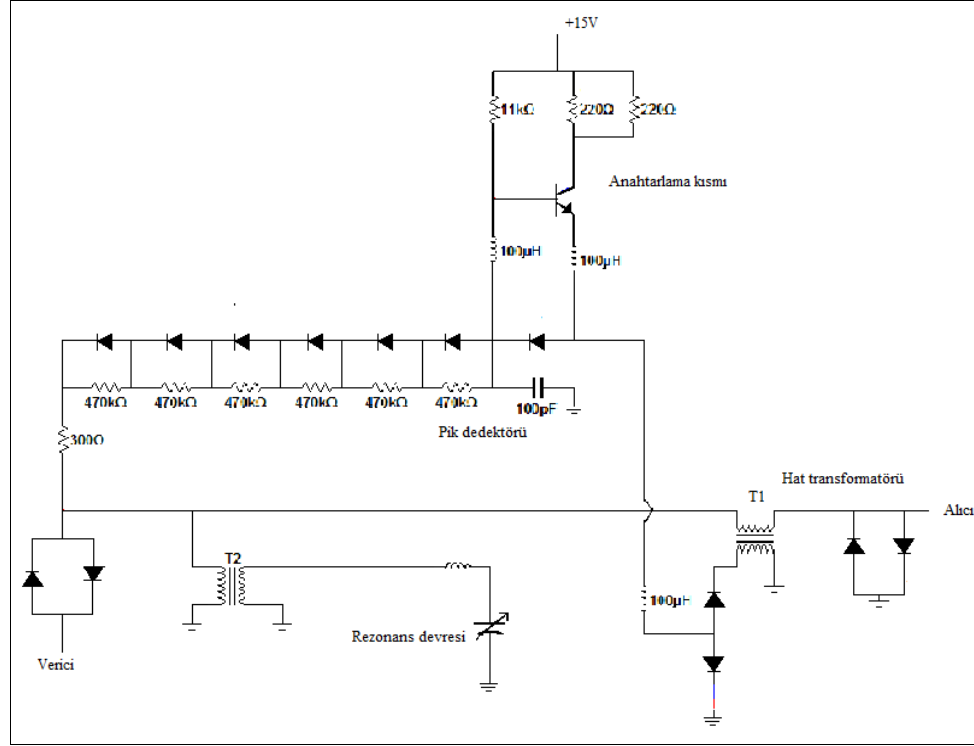
devresinin transient sinyalinin sönümlenmesine kadar devrede kalıp sistemin alıcı kısmını yüksek güçlerden korumalıdır. Aynı zamanda zayıf NQR/NMR sinyallerinin ön yükseltecin girişine gelmesini sağlamalıdır. Ayrıca ön yükseltecin proba daha yakın olmasını sağlayarak sinyal kaybı azaltılmış olur. Bu amaçla duplexer devresi tasarlanmıştır. Şekil 6.27 de Duplexer devresi görülmektedir. Duplexer devrelerinde yüksek izolasyon, düşük geçiş kaybı, iyi empedans eşleşmesi gereklidir.



Şekil 6.27: Duplexer devresi.

Şekil 6.25 deki devre yapılan duplexerin devre şemasıdır. RF pısları sırasında 470k Ω luk direnç ve paralel bağılı diyotlarla birlikte 100pF kapasitör pik dedektörü görevi yapar. Burada dikkat edilecek husus 100pF lık kapasitörün ölçüm frekansında göstereceğı empedanstır. Bu empedanstan dolayı kondansatörün üstüne düşen gerilimin transistörün base in de yeteri kadar gerilim oluşturmastır. İkinci husus T1 transformatörünün ferrit ve sargı sayısının büyük olmasıdır. Bunun sebebi transformatörün primer sargılarının yüksek empedans oluşturmastını sağlamaktır. Buradaki esas mantık T1 transformatörünü güç bölücü olarak kullanmaktır. Örnekten sinyal alımı sırasında yani düşük gerilim değerleri için transistör base inde yüksek voltaj oluşur. Transistör açılır, açılan transistör üzerinden DC akım geçer bu transformatöre bağılı diyotları biaslar bu sayede küçük sinyal için transformatörün sekonderi düşük empedans değerinde olur. Transformatörün primer tarafındaki yüksek empedans ortadan kalkar. Yüksek gerilimler için pozitif palsta transistör açıktır. T1 transformatörünün primerinden sekonderine yansıyan gerilim diyotu ters

biaslamaya iter ve diyot kapanır, dolayısıyla T1 transformatörü sekonder tarafı açık devre olur. T1 transformatörü primer sargısı bobin gibi çalışmaya başlar. Yüksek empedans değerinden dolayı RF choke olarak çalışır ve ac sinyali oldukça düşürür.



Şekil 6.28: Duplexer devre şeması.

Negatif palsta ise pik dedektör negatif palsı yakalar, transistör aniden kapanır, T1 transformatörüne bağlı diyotlar kapanır. 100 μ H lik indüktörde biriken enerji diyotları sert kapanmaya zorlar. Bu sayede sekonder tarafı yine açık devre gibi olur. Primer tarafı yüksek empedans değerine sahip olur ve RF choke gibi davranır. RF pals uyarımı bittikten sonra rezonans devresinde oluşan transientler bitene kadar bu devam eder. Örnekten alınan düşük güçteki sinyalin iletimi sırasında, sekonder tarafı kısa devre konumuna geçer. T1 transformatörüne bağlı diyotlar biaslanır ve sinyal alıcı tarafına iletilmiş olur.

7. SONUÇLAR

NQR yöntemiyle patlayıcı dedeksiyonu gibi, NQR tekniğinin pratik uygulamalarda kullanılabilmesi için, AN ve TNT gibi düşük rezonans frekansı ile kısa durulma zamanına sahip bazı örneklerin ölçümünde algılayıcı prob devrelerinde istenmeyen salınımların (transientlerin) bastırılması gerekmektedir. Bu istenmeyen salınımlar NQR sinyalinin algılamasını engellediği için Q-switch gibi salınımları çok kısa süre içinde kesen (bastıran) devreler gerekmektedir. Diğer yandan, düşük frekanslarda NMR ve NQR sinyallerinin tespiti zordur. Çünkü frekansın azalmasıyla hem nükleer spin polarizasyonunun hem de standart bobin algılayıcıların hassasiyeti frekans ile yaklaşık doğru orantılı olarak azalır. Yeni devre ve prob tasarımlarının gerekliliği düşük duyarlılık nedeniyle ortaya çıkar. Gönderici ve alıcının, ortak ısıtma/algılama sensörü paylaşması sebebiyle, gönderici ile alıcı kısımları birbirinden ayırmak için Duplekser olarak adlandırılan özel devrelerin tasarımı gerekmektedir. Ayrıca elde edilen zayıf NMR ve NQR sinyallerinin alıcıya yükseltilerek gönderilmesi için ön yükselteçler kullanılır.

Bu tez kapsamında yukarıda bahsedilen problemleri çözmek ve ek elektronik devre ihtiyaçlarını karşılamak amacıyla çeşitli elektronik devreler ve prob üniteleri tasarlanmış ve yapılmıştır. Yüksek RF çıkış gücü gerektiren NMR/NQR deneylerinde ve NQR'ın mesafeli dedeksiyon cihazlarında daha iyi koruma ve güvenli anahtarlama işlevi yapmak amacıyla özgün duplekser devresi geliştirilmiştir. Ayrıca, düşük rezonans frekansı ve kısa durulma zamanı parametrelerine sahip olan malzemelerin (TNT ve AN gibi) NQR araştırmaları ve NQR tespitini yapmak için Q-switch devreleri geliştirilmiş ve test edilmiştir. Tez kapsamında yapılan deneylerde bu devrelerin istenmeyen salınımları etkin şekilde söndürdüğü gösterilmiştir. NQR/NMR ölçümlerinde kullanmak amacıyla deneysel düzenek kurulup daha sonra çeşitli patlayıcı (AN, RDX, TNT) ve başka azot tabanlı (NaNO_2 , urea, HMT) maddelerin NQR/NMR ölçümleri için değişik elektronik devreler ve probalar geliştirilmiştir. Tasarlanan devreler ve probalar NQR/NMR tekniğinin hassasiyetini arttırmada çok faydalı olduğu gösterilmiştir. Birçok patlayıcı maddelerin NQR ölçümleri yapmak için büyük hacme sahip bir dedektör ünitesi geliştirilmiş ve bu dedektör hem NQR araştırmalarında hem NQR yöntemiyle mesafeli patlayıcı tespit deneylerinde başarıyla kullanılmıştır. Ayrıca, NQR tekniğiyle mesafeli patlayıcı

tespitinde çok zayıf NQR sinyalleri dış gürültü etkilerinden arındırmak amacıyla çift kanallı alıcı sistem tasarlanmıştır. Bu sistemde uyarlamalı filtre kullanılarak sinyal gürültü oranında ciddi bir artış sağlanmıştır. Bu çalışmalar neticesinde RDX malzemesinin uzaktan algılanabilirliği, gösterilmiştir.

KAYNAKLAR

- [1] Iniewski K., (2009), “Medical Imaging Principles, Detectors, and Electronics”, 1st edition, Wiley.
- [2] Guimaraes A. P., Oliveira I. S., (1998), “Magnetism and Magnetic Resonance in Solids”, 1st edition, Wiley.
- [3] MacKenzie K. J. D., Smith M. E., (2002), “Multinuclear Solid-State NMR of Inorganic Materials”, 1st edition, Pergamon.
- [4] Yinon J., (2007), “Counterterrorist Detection Techniques of Explosives”, 1st edition, Elsevier.
- [5] Daniels D. J., (2010), “EM Detection of Concealed Targets”, 1st edition Wiley.
- [6] Serway R. A., Beichner R. J., (2005), “Fen ve Mühendislik İçin Fizik 3 Modern Fizik”, 5. Baskı, Palme Yayıncılık.
- [7] Bernstein J., Fishbane P. M., Gasiorowicz S., (2000), “Modern Physics”, 1. edition, Prentice Hall.
- [8] Cowan B., (2005), “Nuclear Magnetic Resonance and Relaxation”, 1st paperback version, Cambridge University Press.
- [9] Doğan N., (2011), “NMR/NQR ilkesine göre çalışan madde analizörü için çoklu pals tekniklerinin geliştirilmesi”, Doktora Tezi, Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü.
- [10] Slichter C.P., (1996), “Principle of Magnetic Resonance”, 3rd edition, Springer.
- [11] Garroway A. N., Buess M. L., Yesinowski J. P., Miller J. B., Suits B. H., Hibbs A. D., Barrall G. A., Matthews R., Burnett L. J., (2001), “Remote Sensing by Nuclear Quadrupole Resonance”, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 39 (6), 1108-1118.
- [12] Farrar T. C., Becker E. D., (1971), “Pulse and Fourier Transform NMR Introduction to Theory and Methods”, 1st edition, Academic press.
- [13] Miller J. B., Suits B. H., Garroway A. N., Hepp M. A., (2000), “Interplay among Recover Time, Signal, and Noise: Series- and Parallel-Tuned Circuits are not always the Same”, Concepts in Magnetic Resonance, 12(3), 125-136.
- [14] Hoult D. I., (1979), “Fast Recovery, High Sensitivity NMR Probe and Preamplifier for low Frequencies”, Review of Scientific Instruments, 50, 193-200.

- [15] Kisman K. E., Armstrong R. L., (1974), “Coupling scheme and probe damper for pulsed nuclear magnetic resonance single coil probe” Review of Scientific Instruments, 45, 1159-1163.
- [16] Conradi M. S., (1977), “FET Q switch for pulsed NMR.”, Review of Scientific Instruments, 48, 359-361.
- [17] Sullivan N. S., Deschamps P., Néel P., Vaissière J. M., (1983), “Efficient fast-recovery scheme for NMR pulse spectrometers”, Revue de Physique Appliquée, 18, 253-261.
- [18] Andrew E.R., Jurga K., (1987), “NMR probe with short recovery time”, Journal of Magnetic Resonance, 73, 268-276.
- [19] Suits B. H., Garroway A. N., Miller J. B., (1998), “Super-Q Detection of Transient Magnetic Resonance Signals”, Journal of Magnetic Resonance, 32, 54-64.
- [20] Web 1, (2012), <http://www-f9.ijs.si/~krizan/sola/sempod/0809/gradisek.pdf>, (Erişim Tarihi: 14/05/2012).

ÖZGEÇMİŞ

Özer ÖNEREN, 1984 yılında Tekirdağ' da doğdu. İlk ve orta öğretimini bu şehirde tamamladıktan sonra liseyi Edirne'de okudu. 2002 yılında 1 yıl İngilizce hazırlık okuduktan sonra Ege Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği bölümünde lisans eğitimine başladı. 2008 yılında mezun oldu.

EKLER

Ek A: Tez Çalışması Kapsamında Yapılan Yayınlar

Mozzhukhin G. V., Rameev B., Doğan N., Öneren Ö., Aktaş B., Kupriyanova G., (2009), “Nuclear Quadrupole Resonance of ^{14}N nuclei in low magnetic field”, International Symposium and Summer School “Nuclear Magnetic Resonance in Condensed Matter”, 6th Meeting “NMR in Heterogeneous Systems”, St. Petersburg, Petrodvorets, Russia, 29 June -3 July.

Mozzhukhin G. V., Doğan N., Öneren Ö., Rameev B., Khusnutdinov R., Kupriyanova G., Moltchanov S. V., (2009), “Nuclear quadrupole resonance experiment of ^{14}N nuclei for remote detection with use of the planar bobin without shielding”, International Symposium and Summer School “Nuclear Magnetic Resonance in Condensed Matter”, 6th Meeting “NMR in Heterogeneous Systems”, St. Petersburg, Petrodvorets, Russia, 29 June -3 July.

Öneren Ö., Doğan N., Maksutoğlu M., Yerli Y., Mozhukhin G., Rameev B., (2010), “Portative time-domain NMR device for testing various substances”, International Conference of superconductivity and magnetism (ICSM), Antalya, Turkey, 25-30 April.