

**TAŞINABİLİR, DÜŞÜK GÜÇLÜ, 10MHZ SÜREKLİ DALGA
ULTRASONİK DOPPLER KAN AKIŞ ÖLÇER**

Ayla DEMİRCİ

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRONİK-BİLGİSAYAR EĞİTİMİ**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
BİLİŞİM ENSTİTÜSÜ**

**EKİM 2008
ANKARA**

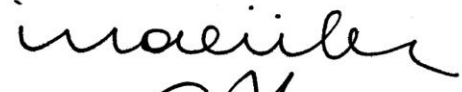
Ayla DEMİRCİ tarafından hazırlanan TAŞINABİLİR, DÜŞÜK GÜÇLÜ, 10MHz SÜREKLİ DALGA DOPPLER KAN AKIŞ ÖLÇER adlı bu tezin Yüksek Lisans tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.


Prof. Dr. İnan GÜLER

Tez Yöneticisi

Bu çalışma, jürimiz tarafından oy birliği ile Elektronik-Bilgisayar Eğitimi Anabilim Dalında Yüksek Lisans tezi olarak kabul edilmiştir.

Başkan : Prof. Dr. İnan GÜLER



Üye : Yrd. Doç. Dr. M. Rahmi CANAL



Üye : Yrd. Doç. Dr. Hasan Hüseyin SAYAN



Tarih : 20.10.2008

Bu tez Gazi Üniversitesi Bilişim Enstitüsü tez yazım kurallarına uygundur.

TEZ BİLDİRİMİ

Tez içindeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu, ayrıca tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada orijinal olmayan her türlü kaynağa eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.


Ayla DEMİRÇİ

**TAŞINABİLİR, DÜŞÜK GÜÇLÜ, 10MHZ SÜREKLİ DALGA
ULTRASONİK DOPPLER KAN AKIŞ ÖLÇER
(Yüksek Lisans Tezi)**

Ayla DEMİRCİ

GAZİ ÜNİVERSİTESİ

BİLİŞİM ENSTİTÜSÜ

Ekim 2008

ÖZET

Bu çalışmada, sürekli dalga Doppler kan akış ölçerin çalışma prensibi ve kan akış ölçerde kullanılan sinyal işleme teknikleri ayrıntılı olarak anlatılmaktadır. Aynı zamanda; taşınabilir, düşük güçlü 10MHz sürekli dalga ultrasonik Doppler kan akış ölçeri oluşturan elektronik devrelerin çalışma prensipleri ve tasarım aşamaları açıklanmaktadır. Tasarlanan sürekli dalga Doppler sistem 10MHz frekansında çalışmakta olup yüzeyde bulunan küçük yapılı damarlarda ölçüm yapmaktadır. Sürekli dalga Doppler sistemi; sürekli dalga Doppler vericisi ve frekans kaymalarını sezecek alıcıdan oluşmaktadır. Sürekli dalga Doppler vericisinin 10MHz frekanslı sinyalleri kristal osilatör devresi tarafından üretilmektedir. Bu sinyaller aynı zamanda kaynak transdüserine uygulanmaktadır. Ultrasonik alıcıda ise Doppler kaymalarını sezmek için demodülasyon ve faz kaydırma işlemlerinde AD8333 tümleşik devresi, alçak geçiren ve yüksek geçiren filtreleme işlemlerinde AD8021 tümleşik devresi kullanılmıştır. Benzer Doppler sistemlerinden farklı olarak yüzey montajlı yonga tümleşik devreler ve yüzey montajlı elemanlar kullanılarak küçük boyutlarda, taşınabilir ve düşük güçlü bir kan akış ölçer elde etmek hedeflenmiştir. Tasarlanan Doppler sistemine ait elektronik devreler

gerçekleştirildikten sonra çalışmaları test edilmiş ve çıkışlara ait dalga şekilleri ayrıntılı olarak gözlemlenmiştir.

Bilim Kodu : 704.3.013

**Anahtar Kelime: Sürekli dalga Doppler, kan akış ölçer, alıcı, verici, AD8333,
AD8021**

Sayfa adedi : 96

Tez yöneticisi : Prof. Dr. İnan GLER

**PORTABLE, LOW POWER, 10MHZ CONTINUOUS WAVE ULTRASONIC
DOPPLER BLOOD FLOWMETER**

(M. Sc. Thesis)

Ayla DEMİRCİ

GAZI UNIVERSITY

INFORMATICS INSTITUTE

October 2008

ABSTRACT

In this study, working principle of continuous wave Doppler blood flowmeter and signal process techniques which are used in blood flowmeters are described in details. Also, electronic circuits which are generate portable, low power, 10MHz continuous wave ultrasonic Doppler blood flowmeter are explained. Designed continuous wave Doppler system, operating on 10MHz frequency and measuring blood flow in superficial small vessels. Continuous wave Doppler system consist of continuous wave Doppler transmitter and receiver which is detected Doppler shifts. Continuous wave Doppler transmitter's 10MHz frequency signals are produced by crystal oscillator circuit. This signals also applied to the source transducer. In the ultrasonic receiver, demodulation and phase shift processing are done by AD8333 integrated circuit, low pass and high pass filtering are done by AD8021 integrated circuit. This system is different from similar Doppler systems because surface mount integrated circuits and surface mount devices are used for made small size, portable, low power blood flowmeter system.

Electronic circuits of designed Doppler system are tested and waveform of outputs are examined in details.

Science Code :704.3.013

**Key Words :Countinuous wave Doppler, blood flowmeter, transmitter,
receiver, AD8333, AD8021**

Page Number : 96

Adviser : Prof. Dr. İnan GÜLER

TEŐEKKÖR

Çalıőmalarım boyunca yardım ve katkılarıyla beni yönlendiren değerli hocam Prof. Dr. İnan GÖLER'e, bu tezi hazırlamamda bana yardımcı olan ve beni hep destekleyen eőim Erdiñ KAHRAMAN'a, teknik destek ve yardımlarını esirgemeyen Microdis firması satıő müdürü Hüseyin AKGÖL'e ve MG teknik servis çalıőanlarına teőekkürü bir borç bilirim.

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET.....	iv
ABSTRACT.....	vi
İÇİNDEKİLER	ix
ÇİZELGELERİN LİSTESİ.....	xi
ŞEKİLLERİN LİSTESİ	xii
1. GİRİŞ	1
2. DOPPLER ETKİSİ VE ULTRASONİK DOPPLER TEMEL PRENSİPLERİ	3
2.1. Doppler Etkisi ve Tarihçesi.....	3
2.2. Temel Ultrason İlkeleri	4
2.2.1. Ses dalgaları	5
2.3. Ultrason Dalgalarının Meydana Getirilmesi ve Algılanması.....	6
2.3.1. Piezoelektrik etki.....	6
2.3.2 Yüksek frekanslı tanısal uygulamalarda kullanılan transdüserler.....	7
2.4. Doppler Prensibi.....	10
2.5. Doppler Spektrumu	12
2.6. Spektral Analiz	14
2.7. Spektral Görüntüleme.....	17
2.8. Medikal Uygulamalarda Doppler Teknikleri	23
2.8.1. Sürekli dalga (continuous wave) doppler sistemler	24
2.8.2. Yön seçici doppler sistemler	25
2.8.3. Darbeli (pulsed wave) doppler sistemler.....	26
2.8.4. Sürekli ve darbeli doppler sistemlerinin karşılaştırılması	28
3. ULTRASONİK KAN AKIŞ ÖLÇERLER	30
3.1. Ultrasonik Kan Akış Ölçerlerde Sinyal İşleme	31
3.1.1. Sinyalin alınması ve yükseltilmesi.....	32
3.1.2. Demodülasyon.....	32
3.1.3. Yön belirleme	32
3.1.4. Yüksek Geçiren ve Alçak Geçiren Filtreler	33

Sayfa

4. TASARLANAN 10MHZ ULTRASONİK DOPPLER KAN AKIŞ ÖLÇER DEVRELERİ VE ÖLÇÜM SONUÇLARI.....	35
4.1. Sürekli Dalga Doppler Ünitesi	35
4.1.1. Ultrasonik doppler verici tasarımı.....	36
4.1.2. Ultrasonik doppler alıcı tasarımı	45
4.2. Tasarlanan 10MHz Ultrasonik Doppler Kan Akış Ölçere Ait Devrelerin Gerçekleştirilmesi Ve Ölçüm Sonuçları	52
5. SONUÇ VE İRDELEME.....	60
KAYNAKLAR	62
EKLER.....	64
EK-1 Tasarlanan sürekli dalga Doppler vericisinin devre şeması	65
EK-2 Tasarlanan sürekli dalga Doppler vericisinin malzeme listesi	66
EK-3 Tasarlanan sürekli dalga Doppler alıcısının devre şeması	67
EK-4 Tasarlanan sürekli dalga Doppler alıcısının malzeme listesi	68
EK-4 (Devam) Tasarlanan sürekli dalga Doppler alıcısının malzeme listesi	69
EK-5 AD8333 Katalog bilgi sayfaları	70
ÖZGEÇMİŞ	96

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 2.1. Ses frekans aralıklarına göre ultrason uygulamaları.....	5
Çizelge 2.2. Sesin vücut sıcaklığında biyolojik ortamlardaki özellikleri.....	6
Çizelge 4.1. Faz kaydırma kod çizelgesi.....	50

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

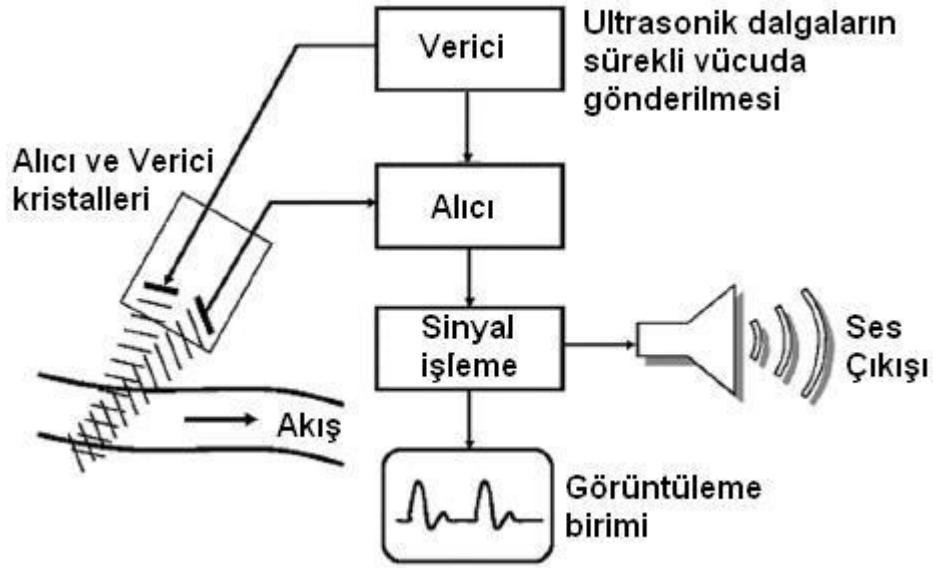
Şekil	Sayfa
Şekil 1.1. Ultrasonik Doppler kan akış ölçer blok diyagramı	2
Şekil 2.1. Merkezi bir dalga kaynağı sola doğru hareket ederken hareket yönü doğrultusundaki dalgaların frekanslarının zıt yönündeki dalgaların frekanslarından daha yüksek görünmesi.	4
Şekil 2.2. Kutuplandırılmış ferroelektrik alanda piezoelektrik transdüserdeki kuvvet ve elektrik yük dağılımı arasındaki etkileşim.	7
Şekil 2.3. Kısa ultrasonik darbelerin oluşumu için tipik bir transdüser probunun yapısı.	9
Şekil 2.4. Tipik tanısal probun darbe yanıtı.	10
Şekil 2.5. f_i frekansı ile gönderilen ultrasonik dalganın kandaki hareketli parçacıklar tarafından alınması ve daha sonra alınan ultrasonik dalganın bu parçacıklar tarafından saçılması ile Doppler etkisinin oluşması.	11
Şekil 2.6. İnsan karotis arterinin tepe sistolünde alınmış Doppler sinyalinin 12,5ms'lik parçasının güç tayfi.	13
Şekil 2.7. İdeal güç spektrumu.	14
Şekil 2.8. Hoparlörden duyulan sese ait dalganın zaman ve frekans domeninde gösterimi.	15
Şekil 2.9. Hızlı Fourier Dönüşümü	17
Şekil 2.10. Doppler kayma frekanslarının zamanın bir fonksiyonu olarak gösterimi.	19
Şekil 2.11. İki boyutlu görüntüleme cihazında Doppler kaymaları.	20
Şekil 2.12. Normal ve daralmış damarlardaki doppler akış spektrumları.	21
Şekil 2.13. Akış hız profilleri (solda), Doppler spektrumu (ortada), spektral görüntüleri (sağda) gösterilmiştir.	22
Şekil 2.14. Açık spektral daralmadaki süratle hızlandırılmış akış.	23
Şekil 2.15. Sürekli dalga Doppler frekans kayma detektörünü oluşturan temel bölümleri.	24
Şekil.2.16. Darbeli Doppler transdüseri	26
Şekil 2.17. Doppler grafik spektrumu	28

Şekil	Sayfa
Şekil 3.1. Kan akış ölçümünde Doppler sinyallerin işleme sırası.....	30
Şekil 3.2. Doppler genlik-frekans (güç) spektrumunda yüksek ve alçak geçiren filtreleme	34
Şekil 4.1. Doppler ünitesinin blok diyagramı	36
Şekil 4.3. 10MHz kristal osilatör devresi 74HCU04 entegresi, yüksek hızlı CMOS ailesinden hex çevirici.	38
Şekil 4.4. Kristal osilatör devresinin sinüzoidal çıkış sinyali	38
Şekil 4.5. FET kaynak izleyici devre şeması	39
Şekil 4.6. Kaynak izleyicide çalışma yük doğrusu	40
Şekil 4.7. RF yükselteç ve RC faz kaydırıcı devre şeması.....	41
Şekil 4.8. A sınıfı transformatör kuplajlı güç yükselteci devre şeması.....	42
Şekil 4.9. A sınıfı transformatör kuplajlı güç yükseltecinin DC ve AC yük doğruları	43
Şekil 4.10. AD8333 ile tasarlanmış ultrasonik Doppler alıcısının blok diyagramı ...	46
Şekil 4.11. AD8333 blok diyagramı ve bacak bağlantıları	48
Şekil 4.12. DS90LV027A ile gerçekleştirilmiş sürücü yükseltecin devre bağlantısı	49
Şekil 4.13. AD8333 faz kaydırıcı blok diyagramı	50
Şekil 4.14. AD8021 toplayıcı yükselteci ve alçak geçiren filtre.....	52
Şekil 4.15. Ultrasonik Doppler vericinin baskı devre şeması ve elemanların yerleşimi.....	53
Şekil 4.16. Ultrasonik Doppler alıcının baskı devre şeması ve elemanların yerleşimi.....	54
Şekil 4.17. Gerçekleştirilen ultrasonik Doppler vericinin baskı plakası.....	55
Şekil 4.18. Geliştirilen ultrasonik Doppler alıcının baskı devre plakası.....	55
Şekil 4.19. Gerçekleştirilen ultrasonik Doppler vericisi	56
Şekil 4.20. Gerçekleştirilen ultrasonik Doppler alıcısı.	56
Şekil 4.21. Verici çıkışındaki sinüs ve kosinüs dalgaları.....	57
Şekil 4.22. Verici güç yükselteci çıkışına ait dalga şekli.....	57
Şekil 4.23. 4KHz'lik Doppler kayması için çıkış dalga şekli	58
Şekil 4.24. 20KHz'lik Doppler kayması için çıkış dalga şekli	59

1. GİRİŞ

İlk defa 1842’de tanımlanan Doppler etkisi, hareketli bir kaynaktan oluşan sesin algılanan frekansındaki değişikliktir. Kan akış ölçerler vücudun yüzeye yakın yerlerinden geçen damarlardaki kan akışını belirlemek için Doppler etkisini kullanan cihazlardır. Ultrasonik teknikler yardımıyla kan akış profilinin belirlenmesi çeşitli damar hastalıklarının teşhisinde kullanılan önemli bir yöntemdir. Doppler kan akış ölçeri, hareketli kan ile ultrasonik dalga arasındaki etkileşimi algılayan sistemdir. Doppler sistemlerinde, ultrasonik transdüserin gönderdiği ultrasonik dalganın, kandaki kırmızı kan hücrelerinden saçılması ve yansımından dolayı frekansta değişimler gözlenir. Doppler kayma frekansı, damara gönderilen dalganın frekansı ile geri yansıyan dalganın frekansı arasındaki farktır. Hareketli kan hücrelerinden yansıtılarak gelen ultrasonik dalgaların frekansı, Doppler etkisi nedeniyle gönderilen ultrasonik dalganın frekansından farklı olur. Hareketli kan hücreleri, frekansta hızıyla orantılı bir değişime neden olur. 10MHz’de 200Hz’lik bir frekans kayması yaklaşık olarak 6cm/s’lik bir kan akış hızına karşılık gelir.

Sürekli dalga doppler sistemleri, sürekli dalga sinyal üreten bir verici ve frekans kaymalarını sezecek ultrasonik alıcıdan oluşmaktadır. Ultrasonik verici, 10MHz frekansında alternatif sinyaller üretmektedir. Bu sinyaller aynı zamanda ultrasonik transdüserine uygulanmaktadır. Ultrason frekansı verici tarafından belirlenmektedir. Bu değer ultrasonik transdüserin frekansına eşit olarak ayarlanmaktadır. Ultrasonik transdüserin yapısında, yansıtılarak geri dönen ultrasonik dalgaların frekanslarına eşit frekanstaki sinyal değerlerinin üretildiği ayrı bir alıcı elemanın vardır. Hareket oluştuğunda ultrasonik dalgalar yansır ve ultrasonik transdüser tarafından üretilen dalgalar farklı frekanslara sahip olur. Alıcı bu iki frekans arasındaki farka bağlı olan Doppler kaymasını bulur ve hoparlörü bu fark frekansı ile sürer. Sürekli dalga ultrasonik Doppler sistemine ait blok diyagram şekil 1.1’de gösterilmektedir.



Şekil 1.1. Ultrasonik Doppler kan akış ölçer blok diyagramı

Doppler kayması, kaynak frekansının binde biri kadar olmaktadır. Bu oran kaymayı duyulabilir seviyeye getirmek için yeterlidir. Doppler kayması inceleme ve değerlendirme yapılmak üzere spektral görüntüleme cihazına gönderilmektedir.

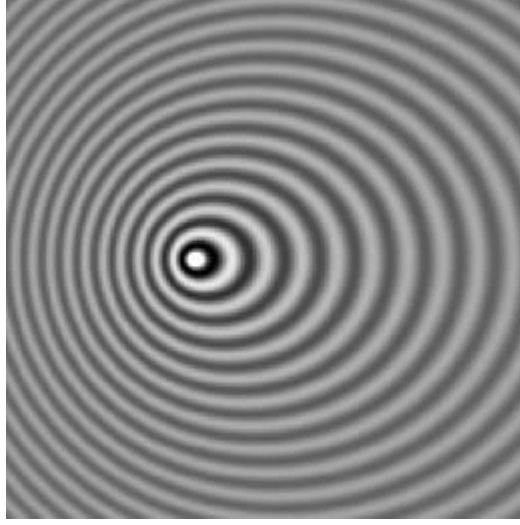
2. DOPPLER ETKİSİ VE ULTRASONİK DOPPLER TEMEL PRENSİPLERİ

Bu bölümde, Doppler etkisi ve tarihçesi açıklanmaktadır. Tanısal uygulamalarda kullanılan ultrason dalgaları kısaca tanıtılmakta ve temel ultrason ilkeleri ile Doppler kaymasının medikal ultrasondaki kullanımı hakkında genel bilgi verilmektedir. Spektral görüntüleme damarlardaki kan akış hız profillerine ait Doppler spektrumları ve spektral görüntüleri tanıtılmaktadır. Ayrıca kan akışına ait birtakım parametrelerin ölçümünde ve belirlenmesinde kullanılan Doppler etkisine dayalı sürekli dalga ve darbeli Doppler sinyal işleme yöntemleri de kısaca açıklanmakta ve aralarındaki farklar karşılaştırılmaktadır.

2.1. Doppler Etkisi ve Tarihçesi

Doppler etkisi, dalga özelliği gösteren herhangi bir fiziksel varlığın frekans ve dalga boyunun hareketli (yaklaşan veya uzaklaşan) bir gözlemci tarafından farklı algılanması olayıdır. Doppler etkisi ilk defa 1842 yılında Christian Andreas Doppler tarafından tanımlanmıştır. 1845 yılında Hollandalı fizikçi Ballot tarafından ses dalgaları kullanılarak test edilmiş ve ‘ses kaynağı’ kendisine yaklaşırken duyduğu frekansın yükseldiğini, uzaklaşırken ise düştüğünü ispatladığını söylemesi ile resmen onaylanmıştır. Aynı etki Ballot ve Doppler’den bağımsız olarak 1848 yılında Fransız fizikçi Fizeau tarafından elektromanyetik dalgalar üzerinde de keşfedilmiştir.

Doppler etkisi konusunda bilinmesi gereken en önemli husus, her ne kadar gözlemci dalga frekansının kendi hareketi ya da dalga kaynağının hareketi yüzünden değiştiğini görse de, aslında frekansın sabit kaldığı gerçeğidir. Doppler Etkisi’nde asıl ‘etkilenen’ fiziksel değişken olan dalga boyudur. Elbette dalga boyu ile frekans ters orantılı olduğundan gözlemciye göre dalga kaynağının frekansı da değişiyor gibi görünür [5].



Şekil 2.1. Merkezi bir dalga kaynağı sola doğru hareket ederken hareket yönü doğrultusundaki dalgaların frekanslarının zıt yönündeki dalgaların frekanslarından daha yüksek görünmesi

Herhangi bir A konumundan B konumuna gitmek için fiziksel bir dalga ortamına ihtiyaç duyan dalgalarda (örn. Ses dalgaları veya su dalgaları) Doppler etkisi hesaplamaları yapılırken, dalga kaynağı ve gözlemcinin birbirine göre konum, yön ve hızlarının yanında dalganın içinde veya üzerinde hareket ettiği dalga orta yapısı (yoğunluk, hacim, iletkenlik katsayısı, kimyasal özellikleri) dikkate alınmak zorundadır. Eğer söz konusu dalga herhangi bir A konumundan B konumuna gitmek için fiziksel bir dalga ortamına ihtiyaç duymuyor ise (örn. ışık, radyo dalgaları veya radyasyon) Doppler etkisi hesaplamalarında sadece dalga kaynağının ve gözlemcinin birbirine göre birim zamandaki konumlarının değerlendirilmesi yeterli olmaktadır.

2.2. Temel Ultrason İlkeleri

Ultrason duyulabilir sınırların ötesindeki ses dalgaları anlamına gelir. Ultrasonun tanısal uygulamalarında 1–10 milyon saykıl/saniye ya da 1-10MHz arasında frekanslar kullanılır. Ultrason vücudun bütün bölgelerindeki yumuşak doku anatomik yapılarını değerlendirmede kullanılır (Çizelge 2.1). Hasta, elektrik enerjisini mekanik enerjiye çeviren bir ultrasonik transdüser aracılığı ile incelenir. Vücuda

çeşitli açılarda yollanan ses dalgasının organlarda yansıma, soğurulma ve saçılması sonucu dönen sinyal başlangıçtaki sestten daha zayıf olacaktır [2].

Çizelge 2.1. Ses frekans aralıklarına göre ultrason uygulamaları

Frekans Aralığı	Oluşum Tarzı	Uygulama
İnfrases		
0 – 25 Hz	Elektromanyetik vibratörler	Yapıların vibrasyon analizi
Duyulabilir Ses		
20 Hz – 20 kHz	Elektromanyetik vibratörler, Müzik Aletleri	İletişim, sinyal işlemleri
Ultrases		
20 – 100 kHz	Hava ısıkları, elektrik aletleri	Biyoloji, sonar
100 kHz – 1 MHz	Elektrik aletleri	Hasar saptanması, Biyoloji
1 – 10 MHz	Elektrik aletleri	Tanısal ultrason

2.2.1. Ses dalgaları

Bir dalga sabit bir hızda titreşen ya da ileri ve geri hareket eden enerjinin yayılımıdır. Ses dalgaları; gaz, sıvı ya da katı ortamlarda parçacıklar aracılığıyla iletilen mekanik titreşimlerdir. Dış bir kaynak tarafından üretilen ultra ses, aslında 30kHz'den daha büyük yüksek frekanslı mekanik titreşimlerin iletimidir.

Dalgalar belli bir zaman periyodunda oluşturulur. Ultrasonik transdüserin frekansına bağlı olarak her bir saykılın üretilmesi için gerekli olan bir zaman aralığı vardır. Bu zaman aralığı dalganın periyodudur. Darbe (pulse) süresi, her bir darbeye saykılının sayısı ile çarpılan ses darbesinin toplam zamanıdır. Frekans yükseldiği zaman darbenin var oluş süresi azalır, bu da alan derinliğindeki bir azalmaya yol açar.

Bir ortamdaki sesin hızı, ortamın elastik özellikleri ve yoğunluğu tarafından belirlenir. Ses hızı; hava, kemik ve yumuşak dokuda büyük farklılık gösterir. Bunun yanında yumuşak dokular arasında ses hızı çok az oranda değişir. Akciğerler ve mide gibi hava dolu ya da bağırsaklar gibi gaz dolu yapılar ses geçişine engel olur. Aynı

şekilde, ses kemik yapıların büyük bir bölümü tarafından da zayıflatılır. Yağ, kan ve organ dokuları arasındaki küçük farklar çözünürlüğü arttıran yüksek frekanslı ultrasonik problemler kullanıldığında daha iyi ayırt edilebilir [2].

Çizelge 2.2. Sesin vücut sıcaklığında biyolojik ortamlardaki özellikleri

Ortam	Yoğunluk $\text{kg m}^{-3} 10^{-3}$	Hız m s^{-1}	Akustik $\text{kg m}^{-2} \text{s}^{-1} 10^{-6}$	Güç dB cm^{-1} (at 1 MHz)
Hava	0,00129	345	0,00042	1,7
Su	1,0	1.520	1,52	0,002
Kan	1,0	1.560	1,56	0,1
Yağ	0,97	1.450	1,41	0,4
Kas	1,07	1.570	1,68	0,7
Beyin	1,03	1.520	1,56	0,5
Kemik	3.200,00	2.200	7,3	5,0

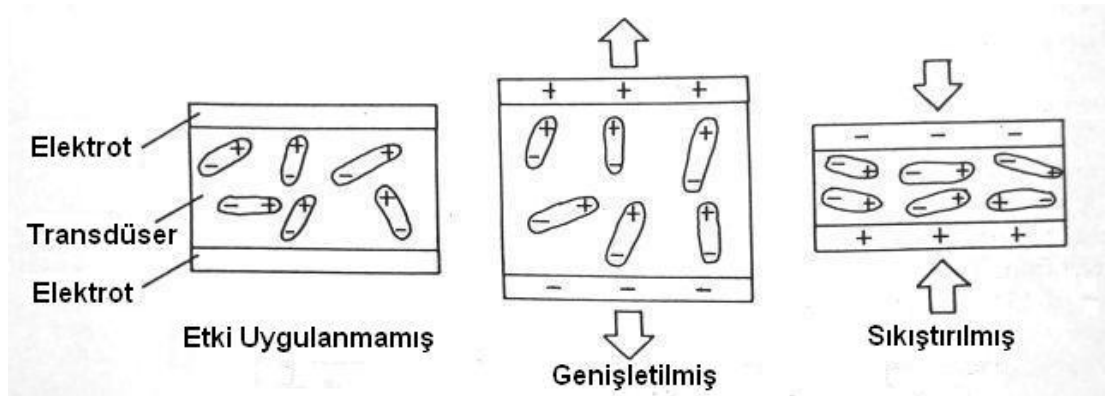
2.3. Ultrason Dalgalarının Meydana Getirilmesi ve Algılanması

2.3.1. Piezoelektrik etki

Tanısal uygulamalarda, ultrason dalgaları piezoelektrik etki tarafından oluşturulur ve algılanır. Enerjiyi bir formdan diğerine dönüştüren aygıtlara transdüser denilir. Ultrasonik transdüser elektrik sinyalini ultrasonik sese, ultrasonik sesi de tekrar elektrik sinyaline dönüştürür. Transdüserdeki en önemli eleman piezoelektrik kristaldir. Bu kristal transdüserin ön yüzüne yakın yerleştirilir. Bir kristalde piezoelektrik özelliğin gözlenmesi yüzey yüklerinin oluşmasına bağlıdır. Simetri özellikleri bu yüklerin oluşması için gerekli koşulları kısıtlamaktadır. Bu nedenle simetri merkezi olmayan kristaller bu iş için en uygun malzeme grubunu oluşturmaktadır. Elektriksel olarak yüksüz ve yapısal simetri merkezi bulunmayan bir kristale uygulanan kuvvet pozitif yüklerin merkezi ile negatif yüklerin merkezinin birbirinden hafifçe ayrılmasına ve kristalin karşılıklı yüzeylerinde zıt yüklerin ortaya çıkmasına neden olur. Yüklerin bu şekilde ayrılması bir elektrik alanı yaratır ve kristalin karşılıklı yüzeyleri arasında ölçülebilir bir potansiyel fark oluşur.

Piezoelektrik etkiyi ifade eden bu sürecin terside geçerlidir. Ters piezoelektrik etkide de, karşılıklı yüzeyleri arasına elektrik gerilimi uygulanan bir kristalde fiziksel boyut değişimine neden olur ve ultrasonik dalgalar oluşturulur[7].

Piezoelektrik olan birçok kristal (quartz) olduğu halde, yüksek frekanslı tanılarda genellikle sentetik seramik transdüser malzemeler kullanılmaktadır. Bu malzeme güçlü bir piezoelektrik olduğu için imal süreci boyunca polarize olabilen katı bir maddedir. Bu madde ferroelektrik olarak adlandırılan bir malzeme grubuna aittir. Ferroelektrik maddeler polarizasyon işlemi tarafından belirli bir yöne doğru yöneltilen çok ufak elektrik yüklü etki alanlarından oluşmaktadır. Bu etki alanları şekil 2.2. de gösterildiği gibi asimetriktir. Şekil 2.2’de kutuplandırılmış ferroelektrik alanda piezoelektrik transdüserdeki kuvvet ve yük dağılımı arasındaki etkileşim ve uygulanan kuvvetlerin yönleri ve elektrotlarda meydana gelen yüzey yükleri oklarla gösterilmektedir. Ters piezoelektrik etkide ise transdüserde uygulanan voltaja yanıt olarak transdüser deformasyonu gösterilmektedir (şekil 2.2).



Şekil 2.2. Kutuplandırılmış ferroelektrik alanda piezoelektrik transdüserdeki kuvvet ve elektrik yük dağılımı arasındaki etkileşim

2.3.2 Yüksek frekanslı tanısal uygulamalarda kullanılan transdüserler

Ultrasonik sesin dar ışınları daima yüksek frekanslı tanılarda kullanılır. Böyle bir ışın çoğunlukla iki elektrotun her bir paralel yüzeyinin elektriksel olarak uyarılması ile piezoelektrik malzemenin bir yüzeyi tarafından oluşturulur. Eğer bir alternatif akım, elektrotlar arasına uygulanırsa transdüserin katmanlarındaki eş zamanlı bir değişiklik

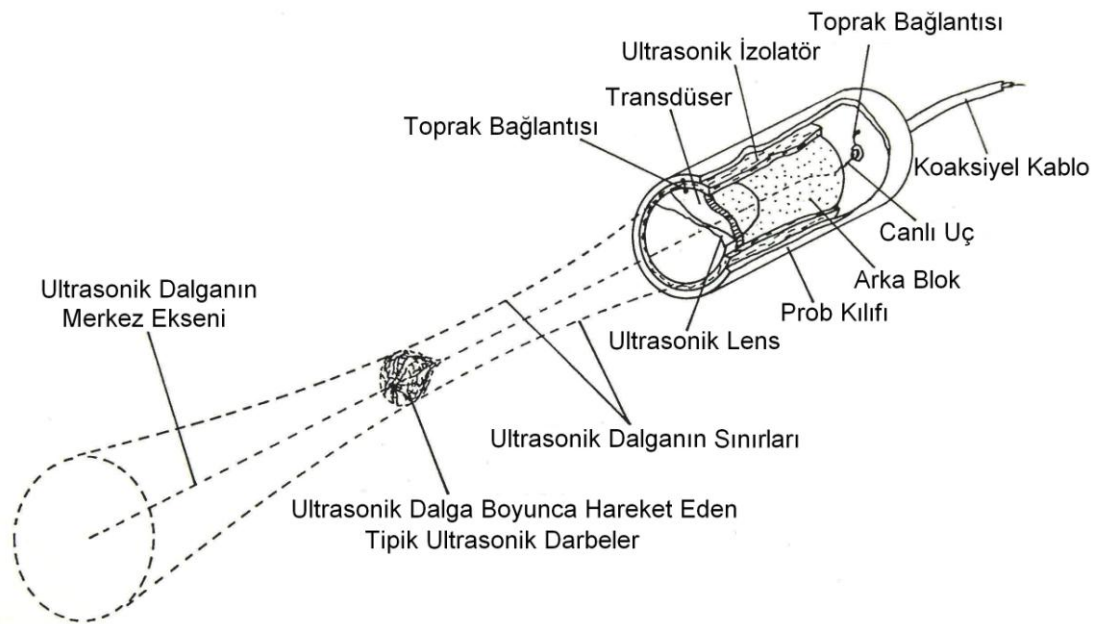
piezoelektrik etkiye sebep olur. Transdüser yüzeylerinin her birinden yansıyan titreşim enerjisinin büyük çoğunluğu, transdüser içinde arkaya doğru yol alır. Bu durum zaman içinde oluşur. Bu süre zarfında eğer transdüserde uygulanmış voltajın anlık değeri değişiyorsa piezoelektrik etkiye bağlı olarak oluşan bu yeni durum transdüserde yansıyan enerjinin karşılıklı yüzeylerine çarpmasına neden olur. Mekanik deformasyon için transdüserde uygulanan net kuvvet, piezoelektrik etkinin miktarına eşittir. Eğer transdüserin kalınlığı elektriksel etkinin frekansındaki bir dalga boyunun yarısına eşitse, bu etkiler birbirini takviye ederler. Bu durum rezonans olarak bilinir. Transdüser yüzeylerinin yerleştirme genişlikleri, elektriksel sürtünme frekansı, transdüserin mekaniksel rezonans frekansına eşit olduğunda en büyüktür. Aynı şekilde transdüser kendi rezonans frekansında ultrason dalgaları tarafından sürüldüğünde azami duyarlılığa sahip olur. Zirconate titan'da ultrasonik hız 4000 m/s olup 1MHz frekansında dalga boyu; $\lambda/2=2\text{mm}$ dır.

Bazı uygulamalarda transdüseri azami yeterlilikte çalıştırmak gerekmektedir. Bu durum, transdüserden yüke aktarılan elektriksel enerjinin minimum kayıp ile aktarılmasını gerektirir. Böyle bir durumda montajından kaynaklanan kaybı azaltmak için transdüser hava ile geri beslenir.

Tanısal uygulamalarda, transdüserin enerji darbelerine kısa sürede cevap verme yeteneğine sahip olması önemli bir ihtiyaçtır. Yüksek yeterlilikle transdüserler böyle uygulamalarda genellikle tatmin edici olmayabilirler çünkü bu tür transdüserlerin salınım desteği meydana gelme rezonansında güvenilirdir. Transdüserin yeterliliği, rezonans frekansından sadece küçük bir miktar sapar. Transdüserin duyarlılığı frekansa daha az bağlı bir yanıt elde etmek için küçültülmelidir. Kısa süreli enerji darbelerinin önemli bir özelliği tek bir frekansla sınırlanmamasıdır. Genelde en kısa darbe, enerjinin en geniş frekans tayfına sahiptir. Böylece enerjinin kısa bir darbesine cevap vermek transdüser için sırayla gerçekleşir.

Transdüser için nemlenme önemlidir. Böylece duyarlılık geniş bir frekans tayfına sahip olur. Şekil2.3'te kısa ultrasonik darbelerin oluşumu ve algılanması için bir probun tipik şekli gösterilmektedir. Mekaniksel sönüm, transdüserin arka blok

yüzeyine soğurgan madde bağı tarafından sağlanır. Elektriksel bağlantılar, transdüserin yassı yüzeylerine bağlı ince metal elektrotlar ile gerçekleştirilir. Genellikle arka taraftaki elektrot canlı uç olmaktadır. Ön elektrot ise topraklanmış olan metal kılıfa bağlıdır. Plastik lens ultrasonik ışını odaklamak için kullanılır. Ultrasonik darbe, sivri uçlu yol gösterici bir yüzey ile bir gözyaşı damlasının formundadır. Gerçekte ise bu ses dalgası şekil 2.4'te gösterilen sinyalin döndürülmesi ile biçimlendirilmektedir [7].

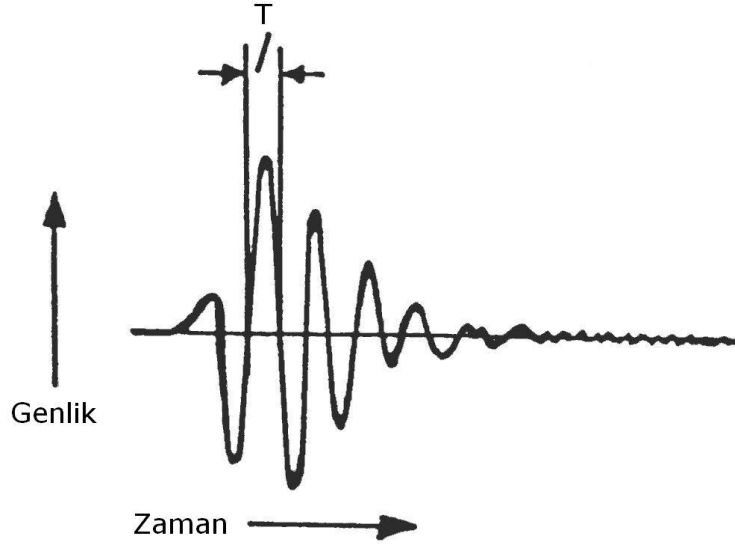


Şekil 2.3. Kısa ultrasonik darbelerin oluşumu için tipik bir transdüser probunun yapısı

Transdüserin ön yüzeyi plastik uygunlaştırmalı katmana bağlıdır. Bu katman ideal olarak $\lambda/4$ kalınlığında olmalıdır. Azami enerjiyi elde etmek için bir uyuma gereklidir çünkü dalga uzunluğu frekansa bağlıdır. Böylece enerji darbeleri geniş bir frekans spektrumu boyunca sürmektedir.

Tarıya ait ultrasonik prob türünün darbe yanıtı şekil 2.4'te gösterilmektedir. Darbe şekli sıfır geçiş frekansının koşullarında belirlenir ve tepe genliği altında belirtilen eşik düzeyleri arasındaki sürede belirlenir. Bunlar tanıya ait bir sistemde darbe ekosunun çözünürlüğünün tahmininde önemli niceliklerdir.

Sıfır geçiş frekansı $1/T$ eşitliği ile hesaplanır. Darbe sinyalini takip eden dalgalanmalar, prob kılıfının çınlamasından kaynaklanmaktadır [7].



Şekil 2.4. Tipik tanısal probun darbe yanıtı

2.4. Doppler Prensibi

Doppler ilkesi, vasküler bir yapıda girdaplı ya da düzenli akımın hareketi saptandığında frekansta oluşturduğu değişikliği ifade eder. Doppler ilkesinin tıbbi uygulamasında, ses dalgası hareket halindeki kan hücrelerine yönlendirilir. Eğer kan hücreleri ultrason dalgasının izlediği yol boyunca hareket ediyorsa (akıma paralel) Doppler kayması kan hücrelerinin hızıyla doğru orantılıdır. Eğer kan hücreleri dalga boyunca ultrasonik transdüserden uzaklaşacak yönde hareket ediyorsa, frekanstaki düşme kan hücrelerinin yön ve hızıyla doğru orantılıdır [2].

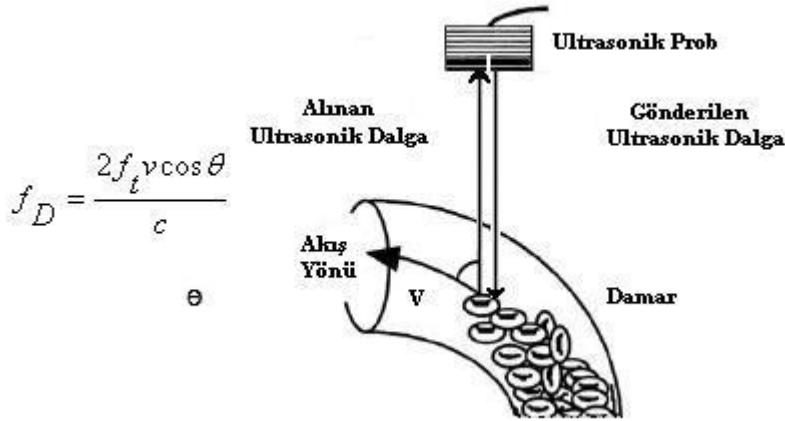
Doppler kayması, ultrasonik transdüserden gelen ses dalgası ve yansıtıcı arasındaki göreceli hareketin yol açtığı, yansıyan dalganın frekansındaki değişikliktir. Frekanstaki değişiklik, hareket eden yansıtıcı ya da kan hücrelerinin hızıyla orantılıdır. Orijinal ya da yollanan frekans yükseldikçe, belirli bir yansıtıcı hızının frekansındaki kayma da daha büyük olacaktır. Hareketli kan hücreleri proba doğru

geliyorsa dönen frekans artar, proptan uzaklaşıyorsa azalır. Doppler etkisi, yansıyan frekanstan yollanan frekansın çıkarılması ile oluşan kaymayı ifade eder.

Doppler kayma frekansı f_D (Eş. 2.1), gönderilen dalga frekansı (f_t) ile alınan dalga frekansı (f_r) arasındaki farktır.

$$f_D = \frac{2f_t v \cos \theta}{c} \quad (2.1)$$

Burada, f_t gönderilen dalga frekansı, v kandaki parçacıkların hızı, c ultrasonik dalganın ortamdaki hızı, θ ultrasonik dalga ile parçacıkların hareket yönü (akış yönü) arasındaki açıdır (Doppler açısı). Ultrasonik dalganın kandan saçılması tek ve aynı hızda hareket eden parçacıklardan olmadığı için Eş. 2.1'deki gibi tek bir Doppler frekansı değil birden fazla Doppler frekansı spektrum şeklinde gözlenir. Ultrasonik dalganın kandaki hareketli parçacıklardan saçılması durumunda iki ardışık Doppler kayması oluşur (Şekil 2.5).



Şekil 2.5. f_t frekansı ile gönderilen ultrasonik dalganın kandaki hareketli parçacıklar tarafından alınması ve daha sonra alınan ultrasonik dalganın bu parçacıklar tarafından saçılması ile Doppler etkisinin oluşması

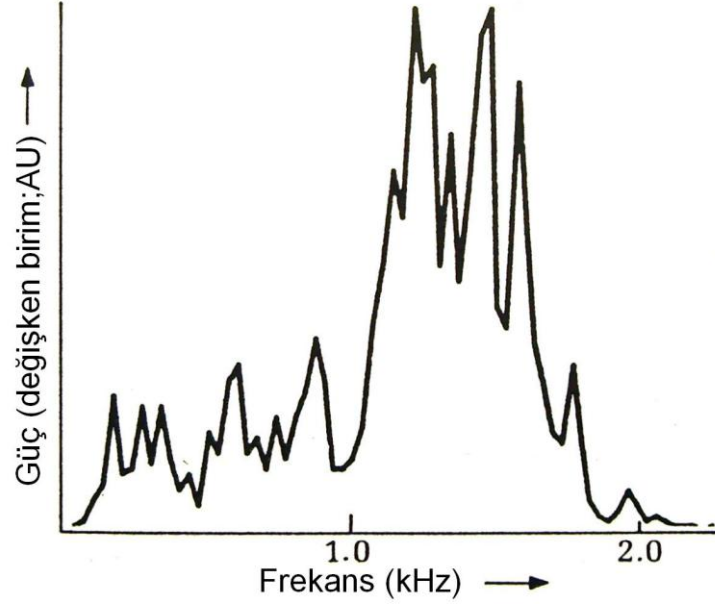
İlk olarak, durağan ultrasonik probtan gönderilen ultrasonik dalga kandaki hareketli parçacıklar tarafından alınır. İkinci olarak, kandaki hareketli parçacıklar aldıkları ultrasonik dalgayı ultrasonik proba doğru yayarlar ve bu durumda alıcı konumunda

olan ultrasonik prob durağandır. Yapılan yaklaşıma göre bu iki Doppler kayma frekansı eşittir ve birbiri ile toplanır. Bundan dolayı, Eş. 2.1’de 2 katsayısı bulunmaktadır. Ultrasonik dalganın yönü ile parçacıkların hareket yönü arasında belli bir açı olduğu için Eş. 2.1’de Doppler açısı (θ) yer almaktadır. Doppler kayma frekansının kullanımı ile kan akış hızının belirlenmesinde, açı ölçümündeki belirsizliğin oluşturacağı hata dikkate alınmalıdır. Bununla birlikte, 20° ’den az olan açı değerlerinde bu hata ihmal edilebilecek kadar azalmaktadır [17].

2.5. Doppler Spektrumu

Kan hücrelerinin çapları, ultrasonik ışının dalga boyunun sadece küçük bir parçası kadar olduğu için bu hücrelerin Doppler kaymalı sinyalleri üretmesi mümkün değildir. Ultrasonik ışınların yansımaları yüzünden plazmadaki kırmızı kan hücresi gruplarının yoğunluğunda rastgele değişimler meydana gelmektedir.

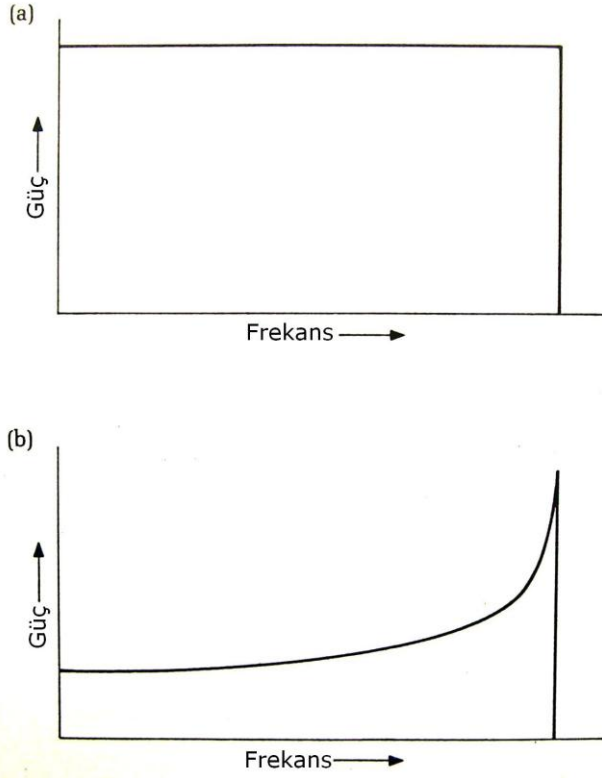
Doppler denklemi sadece tek bir hedefe uygulanır, öyle ki zaman düzleminin tek bir anında damarın sorgulanması birçok Doppler kayma frekansını üretir. Bu durum Doppler spektrumu olarak bilinir. Karmaşık sinyalleri işlemenin birçok yolu vardır fakat en yararlı olanı Doppler kaymalı sinyali Doppler denklemini kullanarak kendi hızlarına ait olabilecek frekans bileşenlerine ayırmaktır. Genellikle bu durum en çok Doppler spektrumunun bir dizisini üretmek için kaydırılmış Doppler sinyalinin örnekleri üzerinde Fourier dönüşümü uygulanarak gerçekleştirilir (Şekil 2.6).



Şekil 2.6. İnsan karotis arterinin tepe sistolünde alınmış Doppler sinyalinin 12,5ms'lik parçasının güç tayfı

Doppler kayma frekansı hız ile orantılı olduğu için ve herhangi bir frekans bandındaki güç, hedeflerin birçoğunun hızları ile orantılı hareket eden frekans bandına uyduğundan, Doppler güç spektrumunun biçimi ideal durumlarda oluşacak aynı ultrasonik ışındaki hedefler için bir hız dağılım grafiği olacaktır. Bu durumdan kan akışı hakkındaki bilginin en önemli kısmının güç spektrumundan özetlenebileceği anlaşılmaktadır. Azami hız, Doppler denkleminde azami Doppler kayma frekansı yerine konularak bulunur. Ortalama hız, zaman düzleminin herhangi bir anında yoğunluk-ağırlıklı ortalama Doppler kayma frekansı hesaplanarak bulunabilir ve Doppler denkleminde yerine konur. Genellikle yoğunluk-ağırlıklı ortalama frekans, Doppler sonogramının renk gösterge çizelgesindeki etmenler ve Doppler cihazının yazılımı tarafından hesaplanır. Zaman düzleminin herhangi bir anında renk gösterge çizelgesi, belirli Doppler kayma frekansını üreten hedeflerin sayısını temsil etmektedir[3].

Sonuç olarak, Doppler spektrumunun biçimi, damardaki akış türünü anlamak için kullanılabilir. Düz bir spektrumda kan damarındaki ani hız parabolik iken (Şekil 2.7a), azami frekansa yakın güç spektrumundaki akış düzensiz (plug) olmaktadır (Şekil 2.7b).



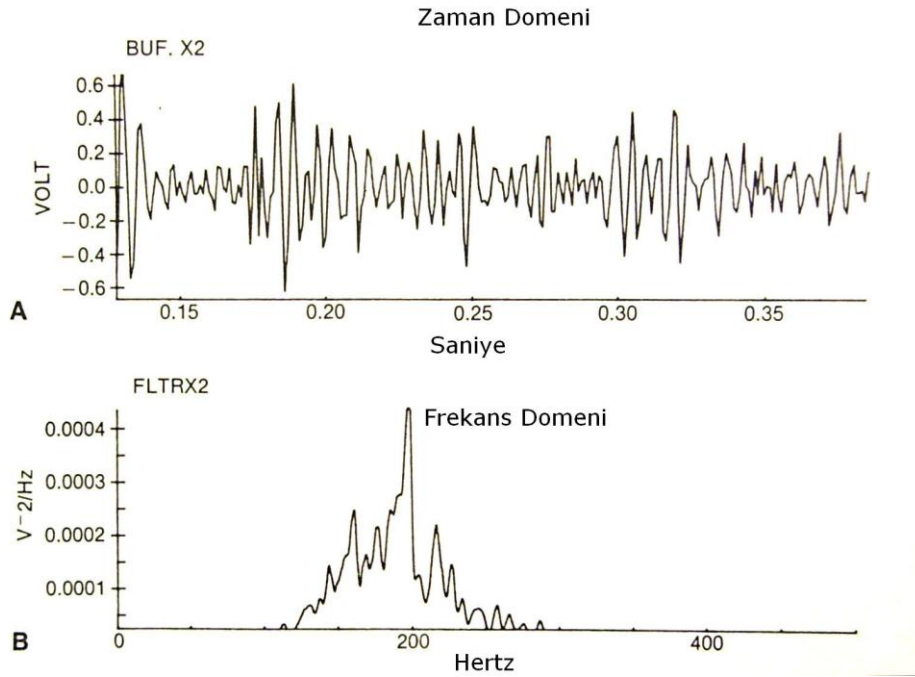
Şekil 2.7. İdeal güç spektrumu.

a- Parabolik akış hızına ait ideal güç spektrumu

b- Plug (düzensiz) akışa ait ideal güç spektrumu

2.6. Spektral Analiz

Doppler kayma frekansına sahip sinyal görüntüleme cihazına gitmeden önce işlenmektedir. Şekil 2.8A'da hoparlörden duyulan sese ait dalga şekli gösterilmektedir.



Şekil 2.8. Hoparlörden duyulan sese ait dalganın zaman ve frekans domeninde gösterimi

Şekil 2.8A'da yaklaşık aynı hızdaki alanlar için demodüle edilmiş Doppler kaymalı sinyal hoparlöre uygulandığında birçok frekansın karışımı duyulur. 0,20 ile 0,25 saniyelik bir devir yaklaşık 10 saykıldan meydana gelmektedir. Böylece bu sinyalin temel periyodu 5ms, frekansı ise 200Hz olur. Şekil 2.8B'de Fourier dönüşümü uygulandıktan sonra sinyalin merkez frekansı 200Hz olan bir frekans spektrumu elde edilmektedir.

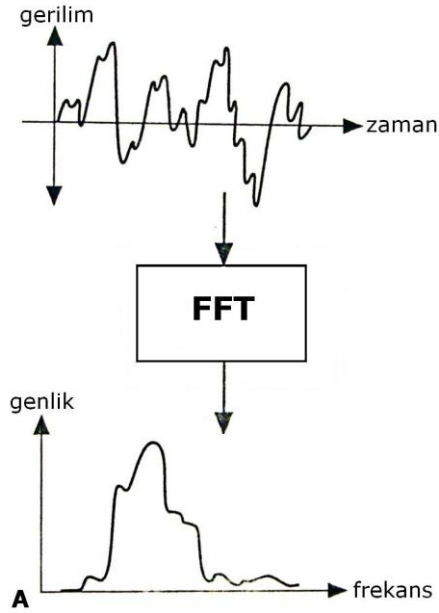
Doppler sinyali hakkında daha anlamlı ve yararlı bilgi spektral analiz ile elde edilmektedir. Spektral, spektrumla ilgili olmak anlamına gelmektedir. Spektrumda bir dalganın bileşenler dizisi, dalga boyu veya frekansı arttırmak için birbirinden ayrılır. Analiz kelimesi Latince kökenli olup; dağıtmak, parçalara ayırmak anlamına gelir. Böylece spektral analiz, sinyal veya karmaşık dalganın bileşenlerini ayırmakta ve belirli bir frekansa göre yayılımını sağlamaktadır. Prizma bu işlemi ışık ile gerçekleştirmektedir. Beyaz ışık prizmadan geçince birbiri ardına gelen çeşitli renklere ayrılmaktadır. Bunlar beyaz ışığı oluşturmaktadır. Beyaz ışık insan gözü tarafından görülen tüm frekans değerlerinin birleşiminden oluşmaktadır. Bu frekans

değerleri beyin tarafından renk olarak yorumlanmaktadır. Kırmızı renk en düşük, mor ise en yüksek frekansı temsil etmektedir. Prizma frekans bileşenlerini dağıtmakta ve yaymaktadır. Böylece çeşitli renkler renk spektrumunda adlandırıldığı gibi görülebilmektedir. Buna benzer bir yöntem elektronik devrelerle Doppler sistemlerinde yansıyan dalgalar için kullanılmaktadır. İnsan işitme sistemi aynı yöntemi ses ile gerçekleştirmektedir. Kulak ve beyin duyduğumuz seslerin içerdiği frekans bileşenlerini ayırmaktadır. Böylece Doppler sinyallerini dinleyerek normal veya anormal akış seslerini ayırt etmemiz mümkün olmaktadır. Bu seslerin gözlemlenebilir olması akış karakteristiklerini tanımamızı ve hastalık teşhisi için ek bilgi elde etmemizi kolaylaştırır. Akış profillerinin belirlenmesinde damarın boyutu ve damar çeperlerindeki benzerlik önemli rol almaktadır. Boyut, akış yönü ve damar daralmaları gibi değişiklikler akış profilini değiştirmektedir. Akış düzensiz (plug), düzenli (laminar), parabolik, bozuk (disturbed) ve girdaplı (turbulent) olarak karakterize edilir. Saf düzensiz akış haricinde, damarlardaki sıvı akışı farklı hızlarda ve farklı yönlerde olmaktadır. Gönderilen ultrasonik ışınlar ve damardaki hareketli parçacıkların kesişmesi sonucunda oluşan yansımalar değişik Doppler kayma frekanslarının elde edilmesini sağlamaktadır. Eğer tüm kan hücreleri aynı hız ve aynı yönde hareket ederse tek bir Doppler kayması elde edilecektir. Fakat böyle bir durumun pratikte gerçekleşmesi mümkün değildir. Oluşturulan Doppler kayma frekanslarının aralığının boyutu akış karakteristiğine bağlıdır. Geniş damarlardaki normal akışlarda dar bir frekans bandında Doppler kaymaları elde edilirken, küçük damarlardaki düzensiz ve dağınık akışlarda daha geniş bir frekans bandında Doppler kaymaları elde edilir. Diğer damarlar ise keskin olmayan parabolik olarak adlandırılan akış karakteristiğine sahiptir. Çeşitli frekanslardaki Doppler kaymalarından Doppler spektrumunu oluşturmak için Hızlı Fourier Dönüşümü (FFT) kullanılmaktadır. FFT görüntü birimleri, Doppler kayma spektrumunun genişletilmiş hali olan spektral genişlemeyi gösterebilmektedir. Ses dalgası ile karşı karşıya kalan hareketli kan parçacıklarının akış hızları ve yönlerinin değer aralıklarının genişlemesi sonucunda mevcut Doppler kayma spektrumunun değer aralığında da artış gözlenmektedir. FFT yönteminde birçok frekansa sahip karmaşık Doppler sinyali 26.5KHz'lik örnekleme oranına sahiptir. 10 ms'lik devir yararlı ve yeterli bilgiyi içeren doppler spektrumunu oluşturmak için yeterlidir. Böylece her saniyede 100 tayf

üretilebilir ve her bir tayf 128 frekansın genliklerini de içerebilir. En düşük frekans değeri her saniyedeki FFT tayfının sayısına eşit yani 100Hz ve en yüksek frekans değeri de örnekleme oranının yarısı olan 12.8KHz'e eşittir. FFT ile oluşturulmuş tayfın dizilişi görsel olarak görüntülenebilir[3].

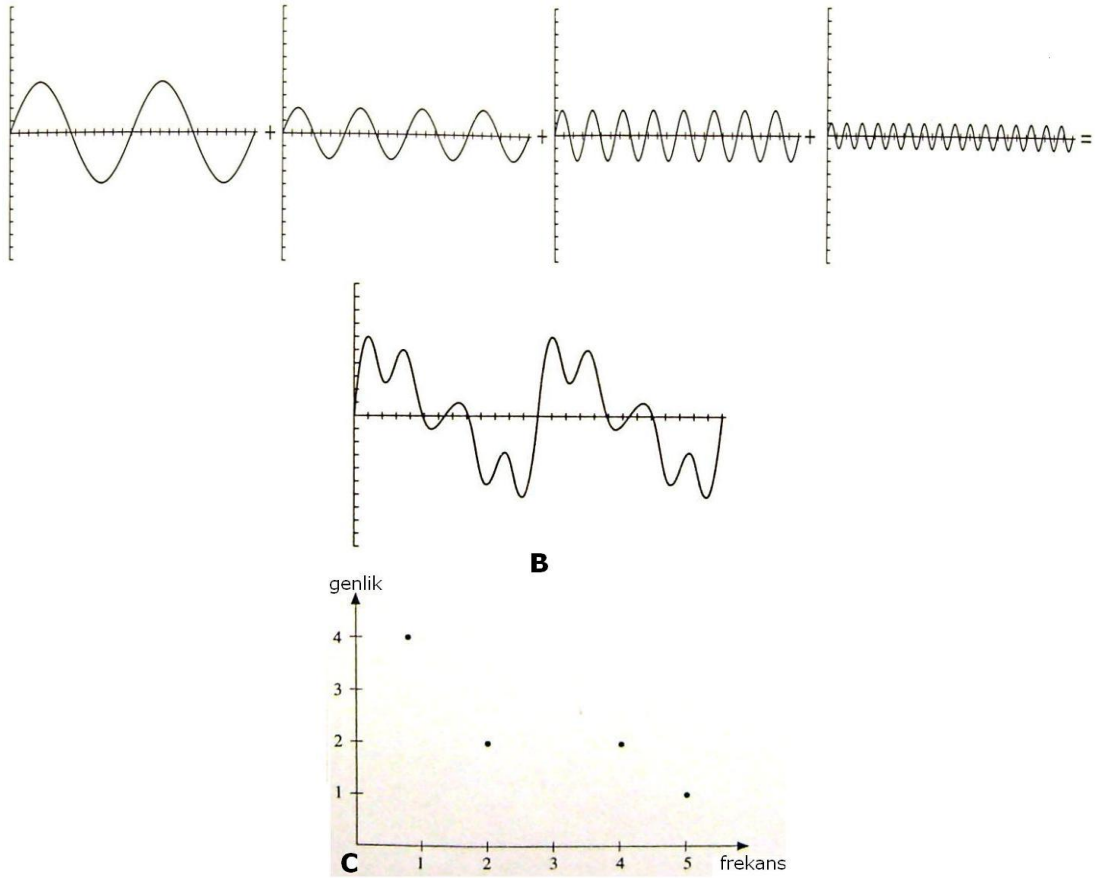
2.7. Spektral Görüntüleme

Alınan Doppler sinyali, karmaşık dalga biçimini meydana getiren birçok Doppler kayma frekansının birleşimidir. Bu sinyal şekil 2.8A ve 2.9B'de gösterilmiştir.



Şekil 2.9. Hızlı Fourier Dönüşümü

A-. Doppler kaymalı sinyalin FFT ile spektruma dönüştürülmesi

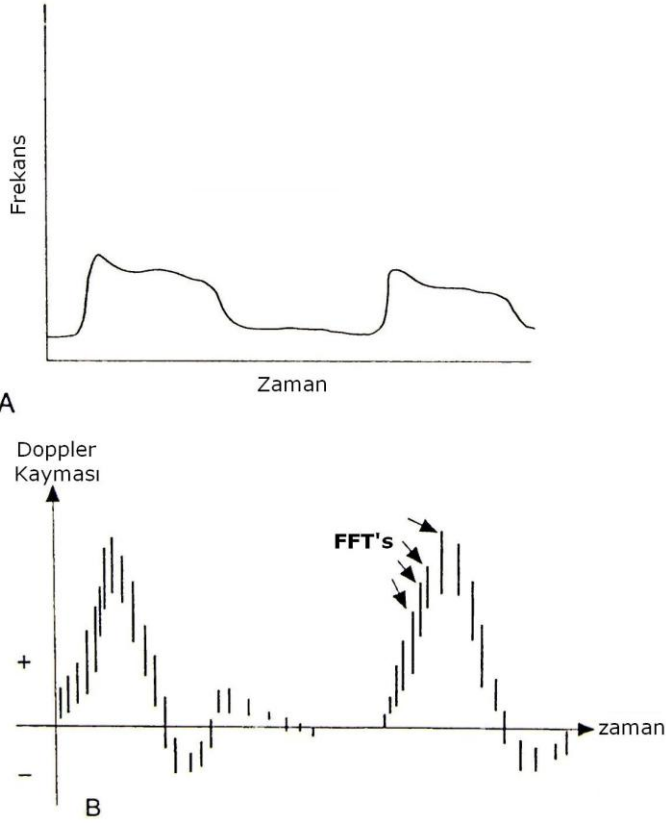


Şekil 2.9. Hızlı Fourier Dönüşümü

B- Farklı frekanslardaki 4 voltaj değeri karmaşık sinyali oluşturmak için toplanır

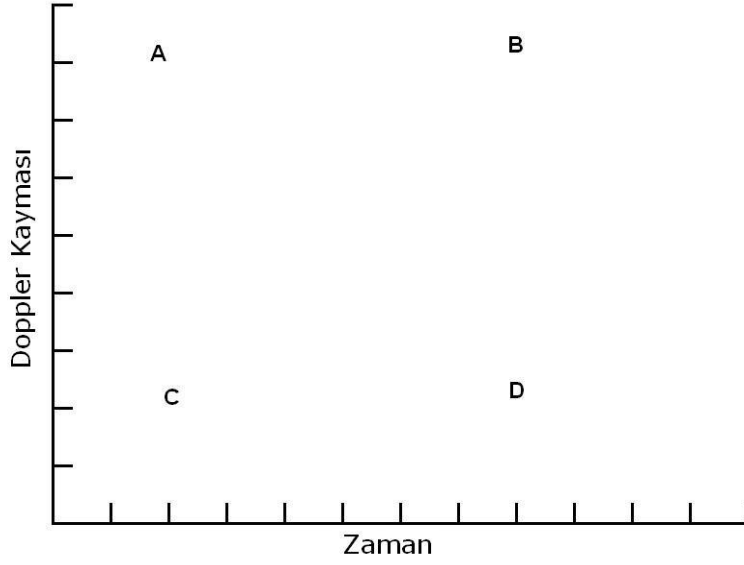
C- Birleşik sinyal FFT analizinin oluşturduğu spektrum

Hızlı Fourier dönüşümü kullanılarak, bu frekanslar 2 boyutlu görüntü birimini oluşturan spektrumda ayrılır. Doppler kayma frekansları yatay ekseninde, her bir frekans bileşenine ait güç ve genlik değerleri dikey ekseninde gösterilir. Damardaki akışlar için spektral görüntüleme genellikle sabit olmaktadır. Fakat atardamar dolaşımında nabız gibi atan akış için bu durum sürekli değişecektir. Şöyle ki; sistoldaki sağa kayma kan hızını arttırdığı gibi Doppler kaymalarını da yükseltecektir. Diastoldaki sola kayma ve değişimler kardiyak saykılındaki güç ve genliğin değişmesine neden olacaktır. Bu değişimin yorumunu yapabilmek oldukça zordur. Aynı zamanda kardiyak saykılındaki değişimler akış karakteri hakkında önemli bilgiler içermektedir. Bu yüzden spektrumdaki bu değişiklikleri zamanın bir fonksiyonu gibi yorumlamak daha anlamlı olacaktır [3].



Şekil 2.10. Doppler kayma frekanslarının zamanın bir fonksiyonu olarak gösterimi

Şekil 2.10'da gösterilen sinyaller buna örnektir. Şekil 2.10A'da saf düzensiz akış için zamanın bir fonksiyonu olan Doppler kayması gösterilmektedir. Doppler kayma frekansı dikey eksendedir. Zamanın belirli bir anındaki Doppler kayma frekansının genliği gri gösterge çizelgesi veya renk ile gösterilmektedir. Bu şekilde zamanın her bir anı için tek bir kayma frekansı bulunmaktadır. Şekil 2.10B düzensiz akış için görüntü birimi zaman eksenine dik, yan yana sıralı FFT spektrumundan oluşmaktadır. Bu yorumu yapabilmek için 2 boyutlu görüntüleme cihazları kullanılmaktadır. Dikey eksen Doppler kayma frekanslarını, yatay eksen ise zamanı göstermektedir (Şekil 2.11).

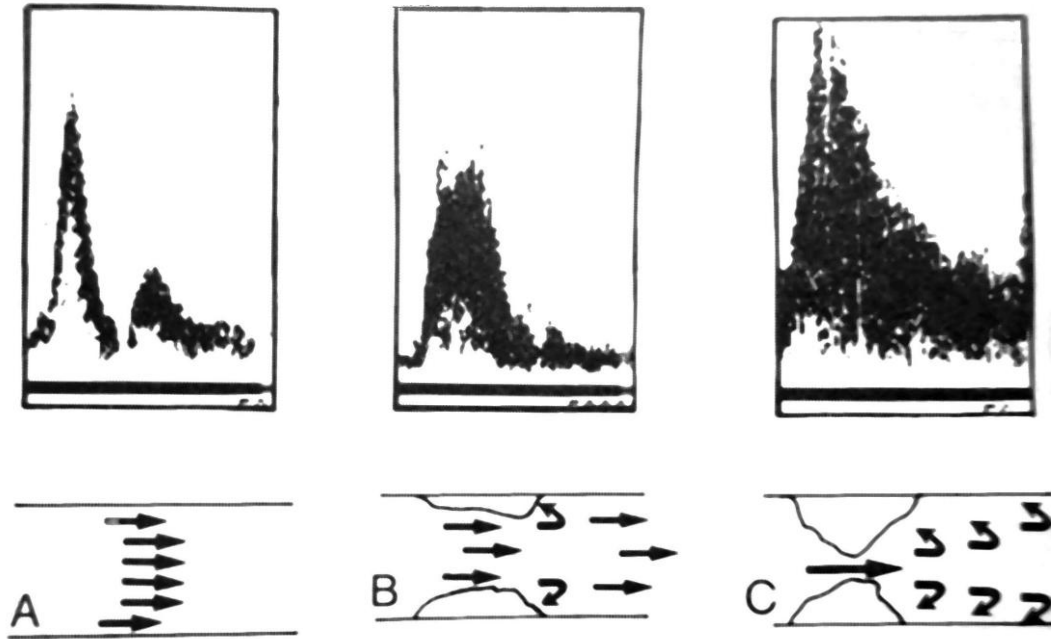


Şekil 2.11. İki boyutlu görüntüleme cihazında Doppler kaymaları

Şekil 2.11’te spektrumdaki dört noktadan A ve C daha önce meydana gelmektedir. B ve D ise daha sonra meydana gelmektedir. A ve B noktalarının Doppler kayma frekansları daha yüksek, C ve D noktalarının Doppler kayma ise frekansları daha düşüktür.

Herhangi bir andaki Doppler kayma frekans bileşenine ait güç ve genlik değeri parlaklık ile görüntülenmektedir. Doppler sinyal gücü kan hücresinin yoğunluğu ile orantılıdır. Genellikle spektral görüntüde parlaklık, zamanın belirli bir anında güçlü bir Doppler kayma frekans bileşeni anlamına gelmektedir. Spektral görüntüdeki sönük ışık ise zamanın belirli bir anında Doppler kayma frekans bileşeninin zayıf olduğu veya hiç olmadığı anlamına gelmektedir. Gri ton veya parlaklığın ara değerleri, belirli bir zamandaki frekans bileşenlerinin güç veya genlik değerlerini gösterecektir. Belirli bir frekans ve zamandaki güçlü sinyalden, saçılan birçok kan hücresinin hızlarına karşılık olarak Doppler kaymasının meydana geldiği anlaşılmaktadır. Zayıf sinyal ise sadece birkaç kan hücresinin hareketine karşılık Doppler kaymasının meydana geldiğini göstermektedir. Zayıf frekans, az sayıdaki hücrenin Doppler kaymasına uygun olan hızda hareket ettiğini gösterir.

Spektral görüntüler, ölçümlerin yapıldığı akış koşulları hakkında bilgi edinmemizi sağlamaktadır. Tepe akış hızları ve spektral genişleme damarlardaki daralma (stenosis) derecesini göstermektedir. Spektral genişleme, spektral izdeki dikey kalınlaşma anlamına gelir. Eğer tüm kan hücreleri aynı hızda hareket ederse tek bir Doppler kayma frekansı oluşacak ve spektral iz ince bir çizgi halinde görülecektir (Şekil 2.10A). Bu durum daha önce açıklandığı gibi mümkün değildir. Bununla birlikte geniş spektrumlarda dar bir iz görüntülenebilir(Şekil 2.13a). Spektrumda göze çarpan daralma sistoldeki kan akışının arttığı gibi yanlış yorumlara da neden olabilir. Spektrumdaki tutarlı genişleme eğrinin basamaklı yükselen kısmında daha ince görünmesine neden olur (Şekil 2.13). Çeşitli akış durumları için Doppler kaymalarına ait spektrumlar şekil 2.12A'dan şekil 2.12C'ye kadar gösterilmektedir. Böylece spektrumun gürültülü ve dağınık akışlar ile patolojik koşulları gösterilmiş olur. Bununla birlikte spektral genişleme Doppler alıcı kazancı tarafından suni olarak da gerçekleştirilebilir [3].



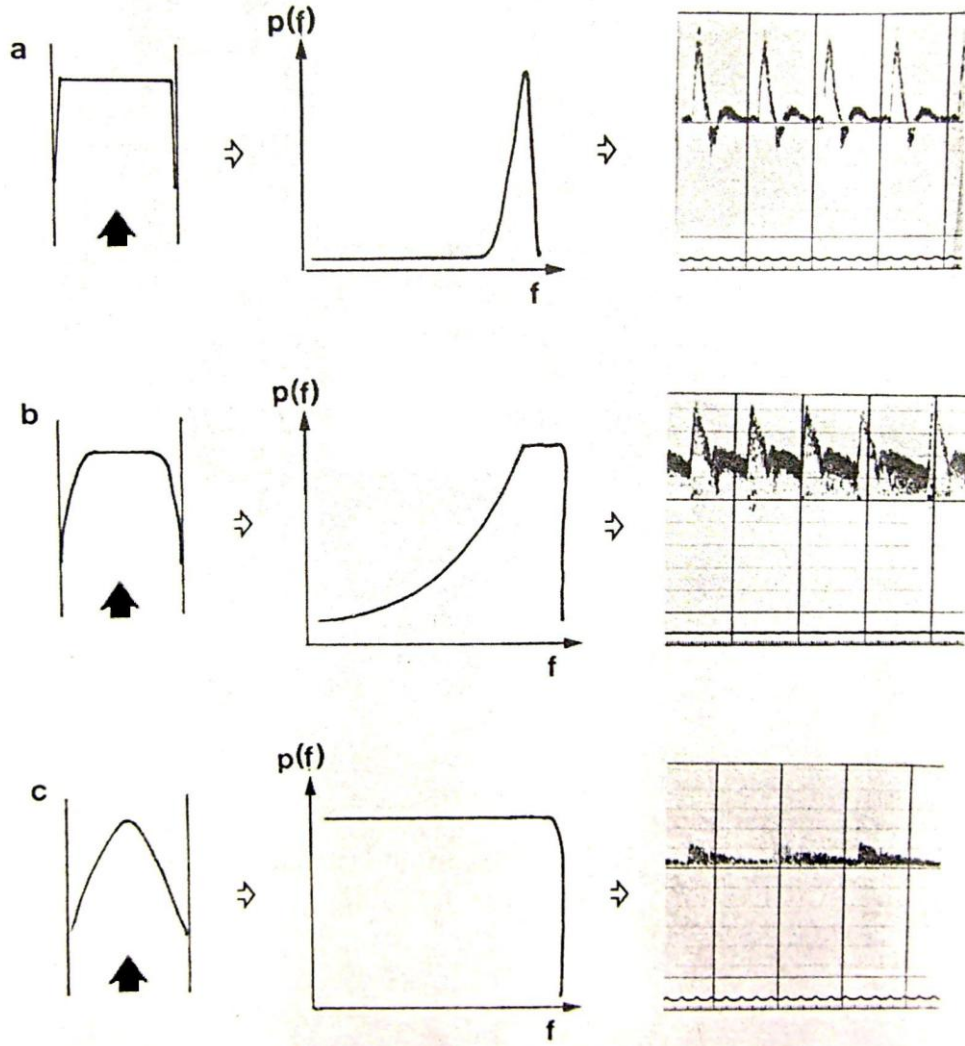
Şekil 2.12. Normal ve daralmış damarlardaki doppler akış spektrumları

A-Normal akış ve azaltılmış hız profiline ait dar bir spektrum bandı

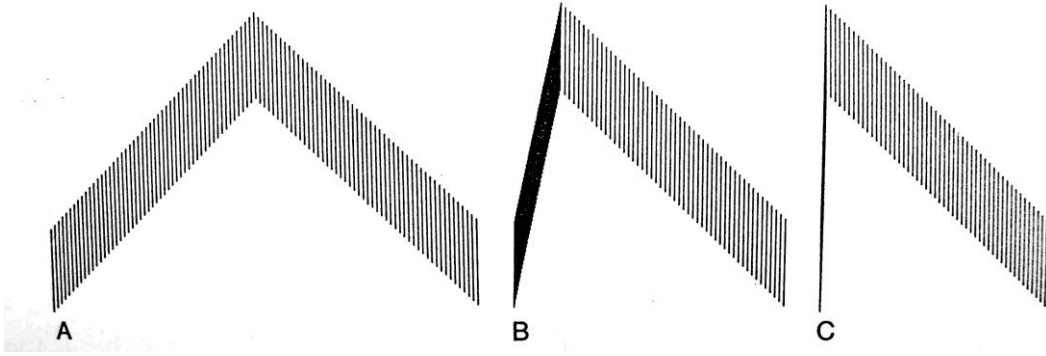
B- Düzensiz akışın spektrumunda neden olduğu genişleme

C- Belirgin olan daralmanın spektrumu genişletmesi ve dalga şekillerinin değişimi

Dar spektrum geniş yapılı damarlarda, geniş spektrum küçük yapılı damarlarda, orta genişlikteki spektrum ise orta boyuttaki damarlarda gözlemlenir (Şekil 2.13).



Şekil 2.13. Akış hız profilleri (solda), Doppler spektrumu (ortada), spektral görüntüleri (sağda) gösterilmiştir
a- Aorttaki düzensiz (plug)akış
b- Celiac(karına ait) gövdedeki azalan parabolik akış
c- Ovaryen (dış) arterdeki parabolik akış



Şekil 2.14. Açık spektral daralmadaki süratle hızlandırılmış akış

Şekil 2.14A, yavaşça hızlandırılmış ve yavaşlatılmış akışlar tüm spektral bant genişliklerinin eşit olduğunu göstermektedir. Şekil 2.14B ve şekil 2.14C’ de olduğu gibi hızlanma evresi dikleştikçe dar bir bant genişliği gözlenir. Bununla birlikte tüm şekillerde bant genişliğini temsil eden düşey çizgiler aynıdır.

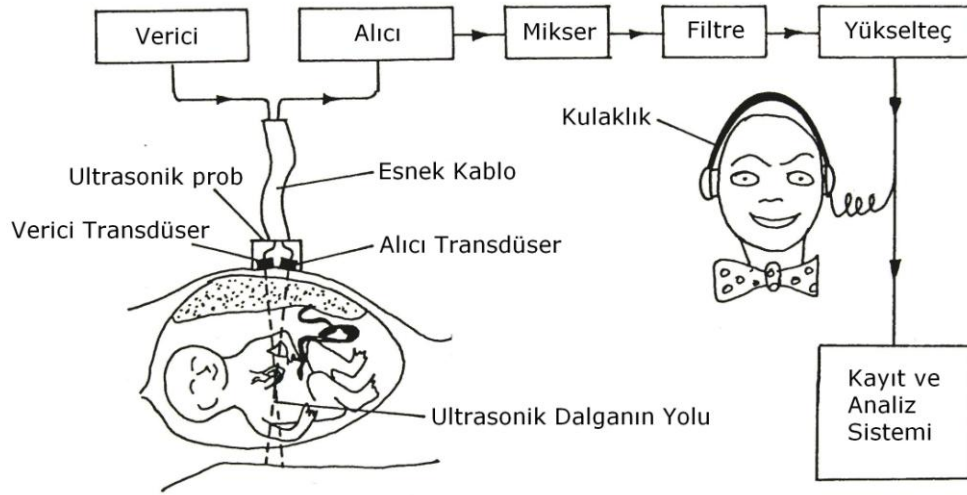
2.8. Medikal Uygulamalarda Doppler Teknikleri

Günümüzde yaygın olarak kullanılan ultrasonik Doppler yöntemler, kandaki hareketli yapılardan elde edilen verilerin klinik tanı uygulamalarında kullanımını arttırmıştır. Tüm uygulamalarda, kandaki hareketli hücrelerden yansıyan sürekli ultrasonik dalgadaki Doppler kayması, hareketli hücrenin hızı hakkında bilgi verir. Bu hız bilgisi dinlenerek yorumlanabildiği gibi spektral görüntüleme cihazları tarafından da analiz edilebilir. Ultrasonik frekansın seçimi klinik uygulama alanına bağlıdır. Doppler kaymalı frekans farkı ile gerçekleşmesi hedeflenen hız değişikliği için küçük yansıtıcıların duyarlılığına, ultrasonik alanın şeklinin ve boyutunun uygunluğuna dikkat edilmelidir. Kardiyolojide kullanılan frekans aralığı genel olarak 2–3 MHz’dir. Kan akış çalışmalarında ise bu değer 10MHz’e kadar yükselmektedir. Ultrasonik frekans, ultrasonik Doppler kaymalı frekans, yansıma hızı ve yansıma açıları arasındaki bağıntı eşitlik 2.1’de verilmiştir. Örneğin, açıda herhangi bir düzeltmeye gereksinim olmayan bir durumda 2MHz’lik ultrasonik dalga 100mm/s’lik bir hıza sahip hareketli kan hücreleri tarafından 260Hz’lik bir frekans ile kaydırılmaktadır.

Doppler frekans kayması, hem yansıtıcı yapının hızı hem de ultrasonik frekans ile orantılı olduğundan pratik amaçlar için kullanılabilir.

2.8.1. Sürekli dalga (continuous wave) doppler sistemler

Sürekli dalga yüksek hızlı akımlarda ve özellikle kardiyolojide yaygın olarak kullanılmaktadır. Sürekli dalga ultrasonik Doppler frekans kayma detektörünün blok diyagramı aşağıdaki şekilde gösterilmektedir.



Şekil 2.15. Sürekli dalga Doppler frekans kayma detektörünü oluşturan temel bölümleri. Bu sistem anne karnındaki cenin kalp hareketlerini dinlemek için tasarlanmıştır

Verici sürekli çalışmakta, sabit genlik ve frekansa sahip sinyal çıkışı üretmektedir. Ultrasonik transdüser birbirinden ayrılmış alıcı ve verici kristallerden oluşmaktadır. Vericiden alıcıya doğrudan enerji transferini azaltmak ve alıcı yükseltecin aşırı yüklenmesini önlemek için alıcı ve verici transdüserlerin birbirinden ayrı olması gerekmektedir.

Alıcı çıkışındaki birleşik sinyal, tüm sinyallerin toplamından oluşmaktadır. Durağan yapılardan yansıyan ultrasonik dalgalardan, ultrasonik alandan, elektriksel sızıntılardan ve Doppler etkisinden kaynaklanan frekans kaymalarından dolayı bazı

sinyallerin frekansları vericinin sinyal frekansına eşit olabilmektedir. Tüm bu sinyaller karıştırıcı (mixer) devresinde karıştırılır. Çıkış sinyali, gönderilen ultrasonik sinyal ve alınan Doppler kaymalı sinyal arasındaki fark frekanslarını içerir. Karıştırıcı (mixer) çıkışındaki taşıyıcı sinyalden kaynaklı yüksek frekanslı ve çok düşük frekanslı sinyaller filtre edilmektedir. Kalan Doppler kaymalı sinyaller yükseltilmektedir.

Klinik uygulamalarda kullanılan Doppler kaymalı sinyaller genelde tek bir frekanstan meydana gelmekte fakat frekans spektrumu boyunca ilerlemektedir. Bunun nedeni, bu tür sistemlerin birkaç farklı yapıdaki hareketin eş zamanlı olarak algılanması sonucu oluşmuş olmasıdır. Örneğin, kan hücreleri damarlarda akış profiline göre farklı hızlarda hareket etmektedir. Buna göre, Doppler kaymalı sinyal ölçümleri, birçok frekansın farklı ortalama değerlerini gösterebilmesinden dolayı dikkatli bir şekilde yorumlanmalıdır.

Kulak, karmaşık spektrumdaki ses örneklerini tanımak için olağanüstü bir araçtır. Bundan dolayı klinik uygulamalarda Doppler kaymalarını dinlemek için kullanılmaktadır. Bu yöntem kullanılarak mükemmel duyarlılığa ve yön seçiciliğe sahip olan Doppler sistemler oluşturulmuştur. Kan akış çalışmaları gibi bazı uygulamalar ile Doppler kaymalı sinyallerin frekans analizi ve tanısal uygulamalarda kullanılabilir ilave bilgiler elde edilebilir [4–8–7].

2.8.2. Yön seçici doppler sistemler

Basit sürekli dalga Doppler sistemler kandaki hareketli yapının yönü hakkında bilgi vermeyen sistemlerdir. Bu sistemler sadece transdüserden ileri veya geri akış hızı hakkında bilgi vermektedir. Doğrusal bilgi F_D 'nin aşağıdaki eşitliklerde verilen aritmetik işareti tarafından belirlenmektedir.

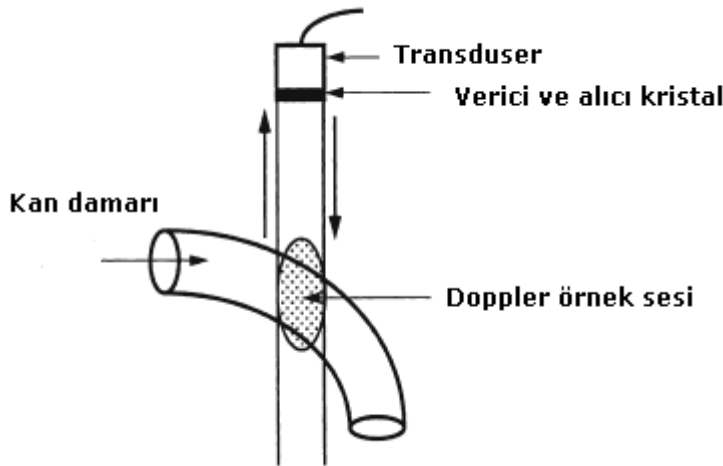
$$F_D = \frac{2vf}{c} \quad \text{ve} \quad F_D = \frac{2v(\cos\theta)f}{c} \quad (2.2)$$

Bunu belirlemek çok zordur çünkü $F_D \ll f$ dır.

Bu yön bilgisinin elde edildiği iki temel yöntem vardır. Birinci yöntem yaygın olarak ticari tıbbi cihazlarda kullanılmakta olup ileri ve ters yön akışını basitçe göstermektedir. Bununla birlikte ileri yön ve ters yön akışları aynı anda ve birlikte var olduklarında verdikleri bilgi yanıltıcı olabilmektedir. İkinci yöntem ise frekans spektrum analizine dayanmaktadır. Aynı anda olan ileri ve ters yön akışların spektrumu görüntülenmektedir [7].

2.8.3. Darbeli (pulsed wave) doppler sistemler

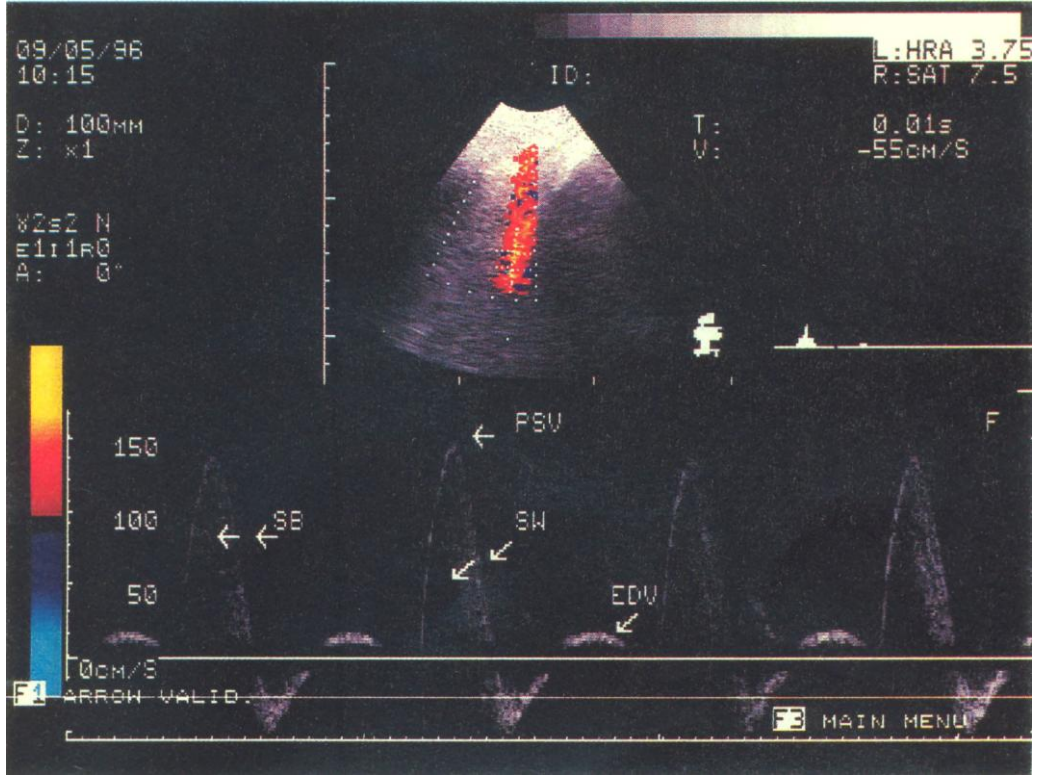
Darbeli Doppler, sürekli dalga Doppler'e göre daha yavaş akımlarda kullanılır. Darbeli Doppler sisteminde probta tek kristal vardır. Bu kristal hem verici hem alıcı olarak çalışır. Kristal tek bir darbe yollar, bekler ve dönen sinyali alır. Gönderilen ses dalgası belirli bir gecikmeden sonra kaydedilerek aradan geçen süreye göre kaynak belirlenir.



Şekil.2.16. Darbeli Doppler transdüseri

Dönen ekoya 'gate' yani pencere uygulanarak istenilen derinlikten ekolar dinlenebilir. Örnekleme hızı birim zaman içerisinde gönderilen darbe (pulse) sayısını

ifade etmek için kullanılır. Gönderilen darbenin bir sonraki darbe (pulse) gönderilmeden geri dönmesi gerekir. Ölçülebilir azami frekansın bir üst limiti vardır, buna 'Nyquist' frekansı denilir. Bu limiti aşan frekanslarda 'aliasing' artefaktı (frekans örtüşmesi) oluşur. Darbeli Dopplerin gerçek zamanlı görüntüleme ile kullanılması 'dubleks' modu olarak adlandırılır. Bu sistemde seçilen pencereden (gate) dönen ekolardan çıkarılan frekans farkı B mod görüntünün yanında hız/zaman (cm/sn) veya (kHz /zaman) grafiği şeklinde gerçek zamanlı olarak izlenebilir. Doppler grafik spektrumunda zaman saniyelere bölünmüş yatay çizgi üzerinde gösterilir. Kan akışının yönü yatay çizginin alt ve üst tarafları ile belirlenir. Dupleks Doppler cihazlarında, ileri akış sıfır çizgisinin üzerinde, ters akış sıfır çizgisinin altında yer alır. Sistol ve diyastol gri tonlarının yoğunluğu şeklinde temsil edilir. Laminar (düzenli) akışta dış parlak kenar eritrositlerin azami hızdaki hareketlerini yansıtır. Dalga formunun kenar düzgünlüğü ve netliği de önemlidir. Sistolde alt bölgede bulunan boş alan pencere olarak isimlendirilir. Pencerenin üst kenarı ile azami dalganın dış kenarı ise spektral genişlik denenen alanı oluşturur. Örnekleme aralığı akışın değerlendirildiği doku aralığıdır. Boyutları akışın saptanacağı vasküler yapının boyutlarına uygun ayarlanır, damarın orta noktasına yerleştirilir (şekil 2.17) [1].



Şekil 2.17. Doppler grafik spektrumu.

PSV: Peak sistolik hız (velocity), EDV:End Diastolik hız (velocity),
SW:Spektral pencere (window), SB: Spektral genişlik (band)

2.8.4. Sürekli ve darbeli doppler sistemlerinin karşılaştırılması

Sürekli Dalga Doppler Sistemlerin Avantajları

- Doppler kapasite değerleri içindeki geniş yansıma alanı kan akış analizinin kolay yapılmasına olanak vermektedir.
- Sinyal sürekliliği olduğundan dolayı frekans örtüşmesi sorun teşkil etmemektedir.

Sürekli Dalga Doppler Sistemlerinin Dezavantajları

- Yansıma alanı ve transdüser yüzeyi arasında oluşturulan ölü bölgeden dolayı sinyal analizinin sadece iletilen dalga ve yansıyan dalganın üst üste bindiği alanda yüksek duyarlılıkta gerçekleşmektedir.
- Derinlik bilgisi vermemektedir.
- Örneklenen sesin gücü kontrol edilememektedir.
- Yansıma alanı içinde Doppler kaymasını oluşturan hareket bilgisinin spektral görüntüsü birden fazla damardan yansıtılarak oluşabilmektedir.

Darbeli Doppler Sistemlerin Avantajları

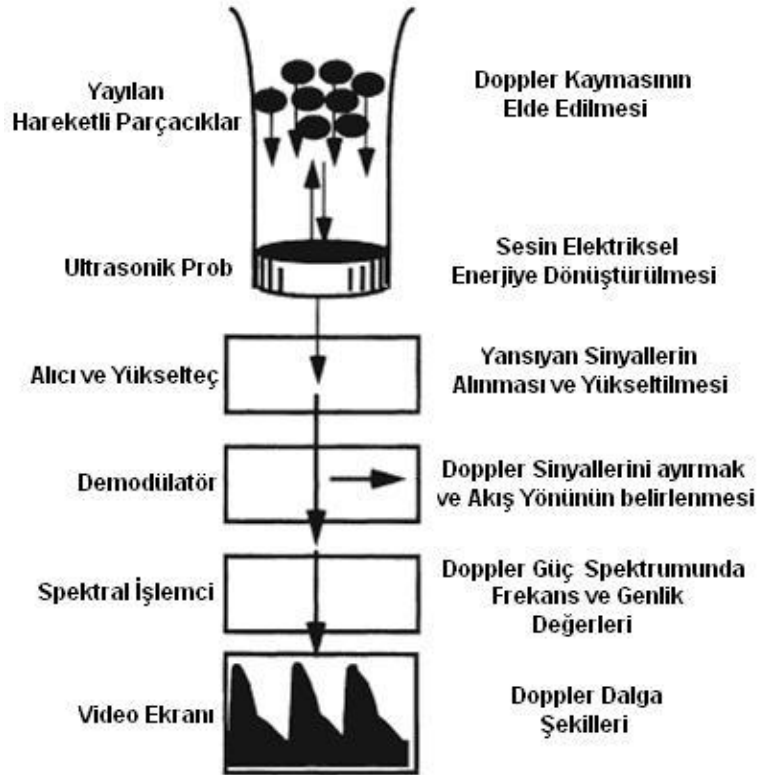
- Belirlenen ses örnekleme frekansı damardaki farklı analizlere imkân vermektedir.
- Tanımlanan ses örnekleme frekansı damarın bir bölümünün ayrı analiz edilmesine olanak sağlamaktadır.
- Derinlik kontrolü ile yüzeysel veya daha derindeki damarların analizi gerçekleştirilebilmektedir.

Darbeli Doppler Sistemlerinin Dezavantajları

- Frekans örtüşmesi gerçekleşmektedir.
- Bu tür sistemlerin ölçek ayarı daha yüksek, nüfuz etme derinliği daha yüzeyseldir.

3. ULTRASONİK KAN AKIŞ ÖLÇERLER

Kan akış ölçerler, vücudun yüzeye yakın yerlerinden geçen damarlardaki kan akışını belirlemek için Doppler etkisini kullanan cihazlardır. Ultrasonik prob bir arter üzerine yerleştirilmiş, plastik bir kap içerisinde bulunan biri alıcı öteki verici olarak çalışan iki kristalden oluşmaktadır. Vericide bulunan osilatör, ultrasonik probta bulunan gönderme kristalini sürer. Gelen dalga akan kan tarafından $\pm\Delta f$ kadar Doppler kaymasına uğratılır ve bu sinyal alıcı kristalini uyarır. Alıcıda bulunan dedektörün çıkışında $\pm\Delta f$ bileşeni elde edilir. Dedektör aynı zamanda akışın ultrasonik proba doğru mu yoksa ters yöne doğru mu olduğunu belirler (Şekil 3.1).



Şekil 3.1. Kan akış ölçümünde Doppler sinyallerin işlenme sırası

Doppler sinyalleri işlenerek atardamarlardaki daralma ve tıkanmalar hakkında bilgi sahibi olunur. Çoğu sürekli dalga Doppler cihazında filtrelenmiş çıkış düşük

frekanslı bir tıslama şeklindedir. Bir kulaklık veya hoparlörden alınan ses çıkışı operatöre subjektif fakat yine de yüksek doğrulukta kan akışı hakkında bilgi verir.

Ultrasonik cihazlarda kullanılan frekans değerleri medikal uygulama alanlarına göre değişmektedir. Bu frekans değerleri 1-5MHz için temel vasküler sistemlerde, 5-10MHz arasındaki frekanslarda atardamar sistemlerinde, 10MHz'den 20MHz'e kadar olan frekans değerlerinde küçük yapılı atardamar sistemlerinde ölçüm yapılabilmektedir. Dokulardaki doğal zayıflatma özelliğinden dolayı 10MHz'e yakın yüksek ultrasonik frekanslar seçilmektedir. Böyle frekanslarda odaklama daha iyidir ve belirli bir hareket için elde edilen sapma miktarı daha fazladır. Alttaki dokulardan gelen yansımalar yüksek zayıflatma dolayısıyla az olurken yüzeye yakın bulunan damarlardan gelen yansımalar kuvvetli olur.

3.1. Ultrasonik Kan Akış Ölçerlerde Sinyal İşleme

Doppler frekans kaymalı sinyal, milyonlarca kırmızı kan hücresi tarafından geri yansıtılmış birçok Doppler kayma frekansından oluşmaktadır. Kırmızı kan hücreleri farklı hızlarda hareket etmekle birlikte bu hızlarda hareket eden hücrelerin sayısı da değişmektedir. Yansıtıcı kırmızı kan hücrelerinin hızı frekans kaymasının büyüklüğünü ve sinyal genliğinin miktarını belirlemektedir. Bunun için Doppler sinyali genliğe bağlı olarak değişen frekans bileşenlerinden oluşmaktadır. Aynı zamanda alıcıda alınan sinyal, kandaki dokuların hareketi ile oluşmuş düşük frekanslı, yüksek genlikli sinyal ile cihazın oluşturduğu yüksek frekanslı gürültü sinyalini de içermektedir. Doppler kayma frekansları klinik tanıda kullanılmadan önce sistematik olarak işlenmelidir. Bunun için Doppler sinyali birbirini izleyen sistematik adımlarla işlenmektedir (şekil 3.1). Sinyalin alınması ve yükseltilmesi, demodülasyonu, akış yönünün belirlenmesi ve filtreleme temel işlem basamaklarıdır [10].

3.1.1. Sinyalin alınması ve yükseltilmesi

Yansıyarak dönen sinyaller öncelikle radyo frekans alıcısı tarafından alınır ve yükseltilir. Doppler kaymalı frekans alıcı transdüserdeki zayıf elektriksel sinyallerden oluştuğu için yükseltme işlemi yapılmaktadır.

3.1.2. Demodülasyon

Alıcı tarafından alınan ve yükseltile Doppler sinyali sadece Doppler kayma frekanslarını değil aynı zamanda ultrasonik dalganın taşıyıcı frekansını da içermektedir. Bundan sonraki işlem basamağında Doppler kayma frekansları taşıyıcı frekansından çıkarılmaktadır. Bu işleme demodülasyon denir. Demodülasyonun birçok çeşidi olmakla birlikte yaygın olarak kullanılan eş evreli (koherent) faz kuadratür demodülasyonudur. Faz kuadratür bir sinyalin 90° faz dışında olduğunu gösterir. Bu yöntem ile gelen sinyaller direkt ve 90° faz kaymalı taşıyıcı sinyallerle karıştırılır. Eş evreli (koherent) demodülasyonda temel görevi kaynak transdüserine sürücü frekansı üretmek olan referans sinyal ana osilatör tarafından sağlanmaktadır. Demodülasyon direkt ve kuadratür çıkış ile sonuçlanmaktadır. Akış transdüserine doğru olduğunda doğrudan sinyal kuadratür sinyalden saykılın çeyreği kadar geri kalmaktadır. Akış transdüserden uzağa doğru olduğunda ise doğrudan sinyal, kuadratür sinyalden çeyrek saykıl önde olmaktadır [10].

3.1.3. Yön belirleme

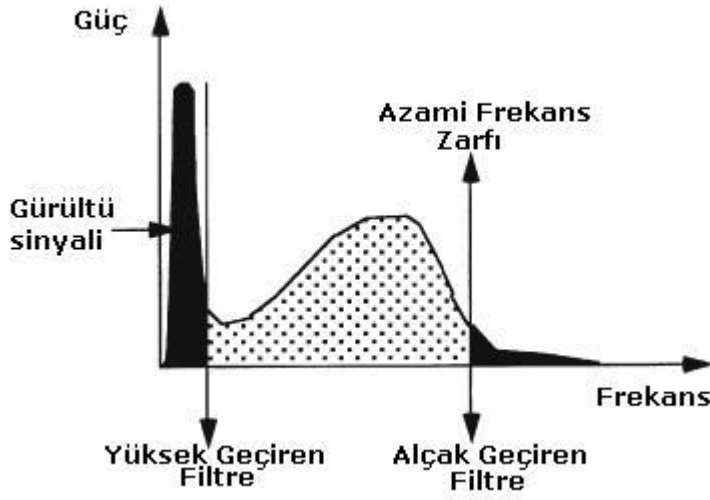
Demodülasyon işlemi sonucunda akışın yönü tam olarak belirlenemez. Yön belirlemeyi sonuçlandırmak için voltaj kaynağının doğrudan ve kuadratür çıkışları karıştırılır ve frekans domeninde işlenir. Sonuç olarak tek kanal çıkışı ileri yön ve ters yön akışı ayırmaktadır. Transdüserden ileri doğru olan akış pozitif frekans kayması, ters yöne doğru olan akış ise negatif frekans kayması olarak adlandırılır. Bir sonraki adımda demodüleli Doppler sinyalindeki istenmeyen frekans bileşenleri dijital filtreleme ile ayrılmaktadır.

3.1.4. Yüksek Geçiren ve Alçak Geçiren Filtreler

Doppler sisteminin toplam giriş sinyali sadece damardaki Doppler frekans kaymasından değil ayrıca damar çeperi ve kardiyak kapakçığı gibi hareketli komşu yapılardan kaynaklanan düşük frekanslı yüksek genlikli sinyallerden de oluşmaktadır. Ayrıca cihazın çalışmasından kaynaklanan yüksek frekanslı gürültü sinyalini de içermektedir. Bununla birlikte dış kaynaklı frekanslar sinyalin hata bileşenlerini yükseltmektedir. Bu hataların azaltılma veya yok edilmeleri sinyal kalitesini yükseltmektedir. Bunun için de elektronik dijital filtreler kullanılmaktadır. En yaygın olarak kullanılan iki çeşit filtre vardır. Bunlar alçak geçiren ve yüksek geçiren filtrelerdir.

Yüksek geçiren filtreleme sisteminin amacı Doppler sinyalindeki damar çeperi veya diğer yavaş hareket eden yapılardan kaynaklanan düşük frekanslı bileşenleri yok etmektir. Çevresel vasküler uygulamalarda bu yöntem sinyal kalitesini arttırmaktadır. Birçok fetal uygulama için yüksek geçiren filtre kapatılmalı veya en düşük frekanslara ayarlanmalıdır. Tercihen 50Hz ile 100Hz'i geçmemelidir. Tüm Doppler cihazlarındaki yüksek geçiren filtreler ayarlanabilir.

Alçak geçiren filtre sadece belirli bir eşik değerinin altındaki frekansları geçirir. Dolayısı ile bu seviyenin üstündeki frekansları geçirmez (Şekil 3.2). Bu eşik değeri, dolaşımda belirlenen azami frekans kaymalarından daha yüksek bir değere ayarlanır. Alçak geçiren filtreler genelde sinyal gürültü oranını iyileştirmektedir. Bununla birlikte alçak geçiren filtre uygunsuz düşük bir seviyeye ayarlanırsa yüksek hızlı dolaşımda önemli bilgi taşıyan yüksek frekans bileşenleri yok edilmiş olacaktır.



Şekil 3.2. Doppler genlik-frekans (güç) spektrumunda yüksek ve alçak geçiren filtreleme

Şekil 3.2’de düşey eksen genlik veya güç değerlerini, yatay eksen ise frekans değerlerini göstermektedir. Sol taraftaki siyah bölge, damar çeperi gibi yavaş hareketli yapılardan yükselen gürültü sinyalini göstermektedir. Sağ taraftaki siyah bölge ise spektrumdaki yüksek frekanslı gürültüyü göstermektedir. Dikey çizgiler alçak geçiren ve yüksek geçiren filtrelerin kesim frekanslarını belirtmektedir [10].

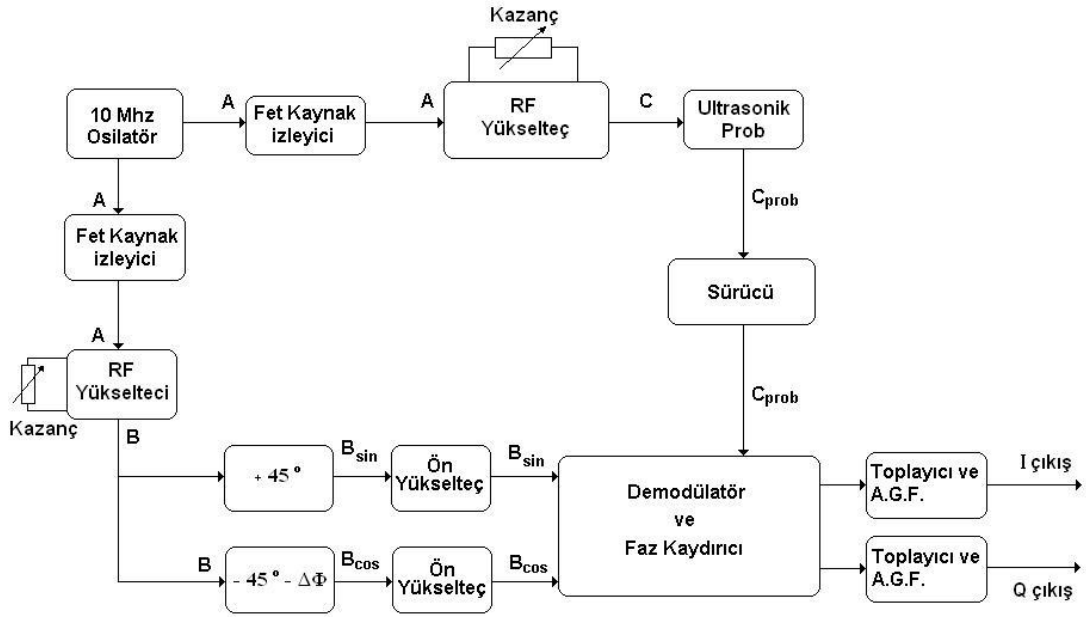
4. TASARLANAN 10MHZ ULTRASONİK DOPPLER KAN AKIŞ ÖLÇER DEVRELERİ VE ÖLÇÜM SONUÇLARI

Tasarlanan sürekli dalga Doppler kan akış ölçeri oluşturan ultrasonik Doppler verici ve alıcıya ait elektronik devreler ileri yön ve ters yön kan akışlarını ölçecek Doppler sinyallerini elde etmek için tasarlanmıştır. Tasarlanan alıcı ve verici devrelerinin montajı gerçekleştirilmiş, çalışmaları test edilmiş ve çıkış sinyallerine ait dalga şekilleri ayrıntılı olarak gösterilmiştir.

4.1. Sürekli Dalga Doppler Ünitesi

Doppler ultrason yöntemi kullanılarak yapılan ölçümler hasta yatarken, belirli bir dinlenmeden sonra yapılmaktadır. Bunun nedeni ölçümleri standart hale getirmektir. Hastalıklı damardaki veya nakil edilen dokudaki kan akış hızı, uyku egzersiz, beslenme gibi durumlarda değişmektedir. Bu anda yapılacak ölçümler bize hastalıkla ilgili önemli bilgiler verecektir. Bu durumda tasarlanacak taşınabilir bir sistem hastaların kan akış hızını buldukları ortamda kaydederek durumla ilgili ön tanı konmasını kolaylaştıracaktır [15].

Tasarlanan taşınabilir, sürekli dalga Doppler kan akış ölçere ait blok diyagram şekil 4.1'de gösterilmektedir. Sistemde kullanılan 10MHz'lik iletim frekansı yüzeyde bulunan küçük yapılı damarlarda ölçüm yapmak için seçilmiştir.



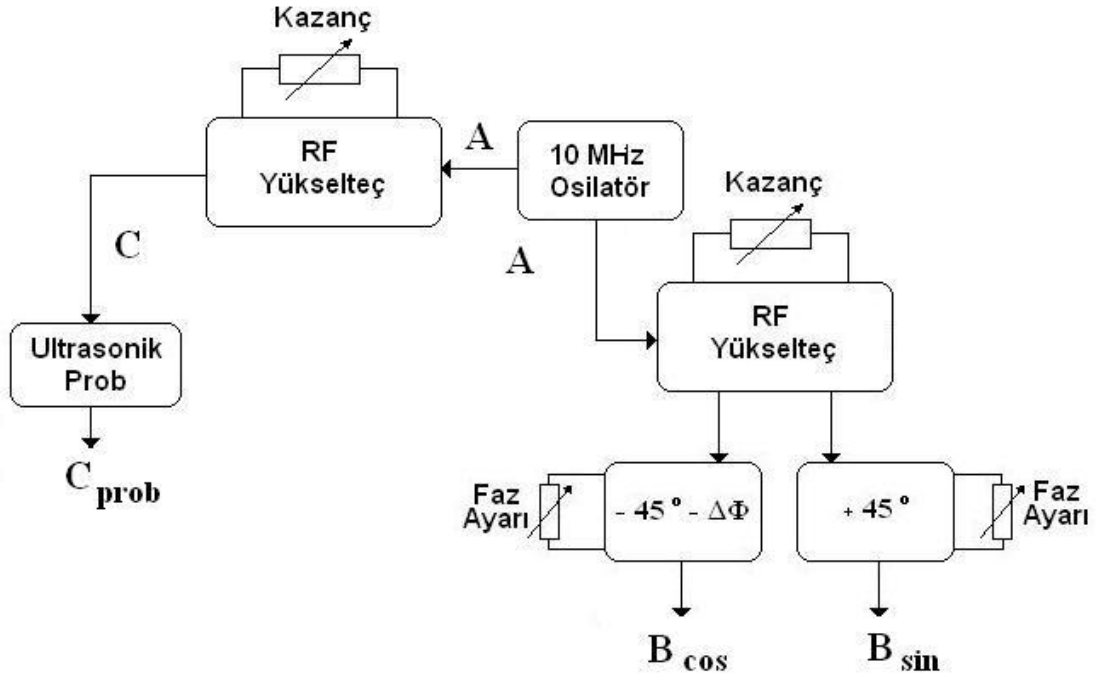
Şekil 4.1. Doppler ünitesinin blok diyagramı

Bu çalışmada tasarlanan taşınabilir sistemde Doppler ünitesi iki ayrı birimden oluşmaktadır.

- Sürekli dalga Doppler vericisi
- Sürekli dalga Doppler alıcısı

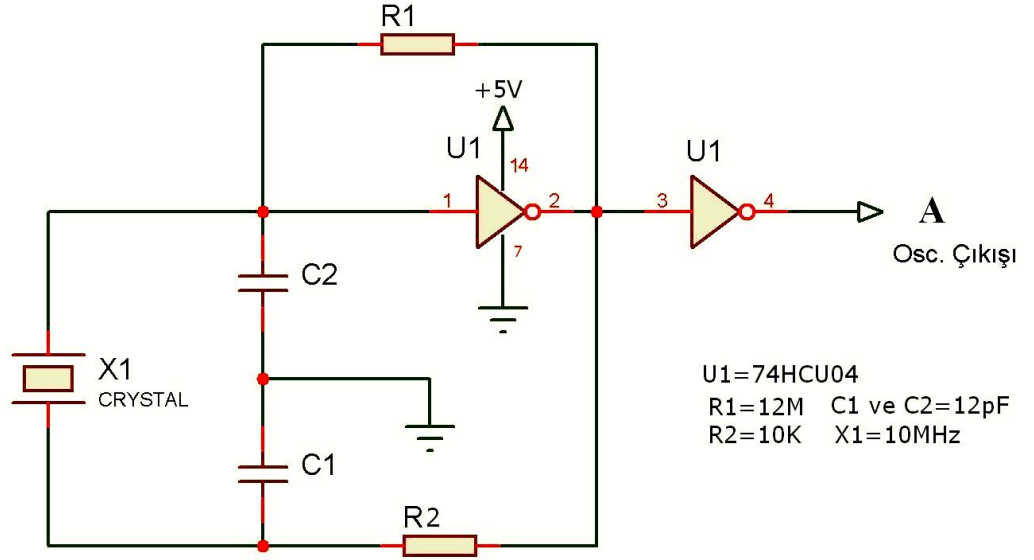
4.1.1. Ultrasonik doppler verici tasarımı

Sürekli dalga Doppler vericisi 10MHz merkez frekansına sahip bir osilatör devresi, ultrasonik probu süren güç yükselteci ve aralarında 90° 'lik faz farkı bulunan sinüs ve kosinüs sinyallerini üreten faz kaydırıcılardan oluşmaktadır. Vericinin blok diyagramı şekil 4.2'de gösterilmektedir.

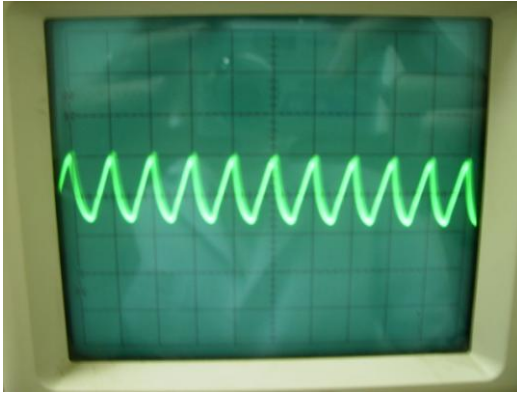


Şekil 4.2. Tasarlanan sürekli dalga Doppler vericisinin blok diyagramı

Sürekli dalga ultrasonik frekansı, modern CMOS kapılarla gerçekleştirilmiş Pierce kristal osilatör devresi üretmektedir. Kristal osilatör devresi şekil 4.3'te gösterilmektedir. Kapılarla tasarlanan tüm osilatör devrelerinde kapıların A sınıfı çalışması veya açık-kapalı (on-off) konumunda çalıştırılması gerekmektedir. Devrede bu durumu gerçekleştirmek için giriş ile çıkış arasında $12M\Omega$ 'luk geri besleme direnci yerleştirilmiştir. Böylece devre Pierce kristal osilatör olarak çalıştırılmış olur. Osilatör devresi 1 ile 20MHz arasındaki tüm frekanslarda kararlı olarak çalışmaktadır. Devrenin çalışma frekansını devreye takılan kristal belirlemektedir. Osilatör devresinin 10MHz'lik sinüzoidal dalga çıkış sinyali şekil 4.4'te gösterilmiştir.



Şekil 4.3. 10MHz kristal osilatör devresi 74HCU04 entegresi, yüksek hızlı CMOS ailesinden hex çevirici

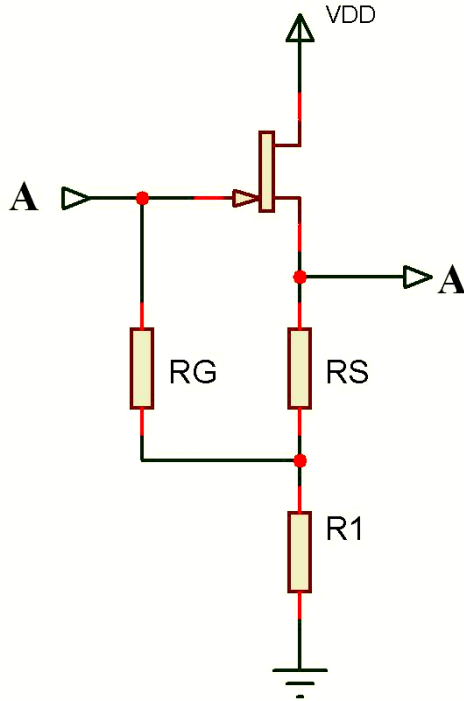


Şekil 4.4. Kristal osilatör devresinin sinüzoidal çıkış sinyali
($f=10\text{MHz}$, $V_{\text{çıkış}} = 4V_{(p-p)}$)

Devrede kullanılan FET'li kaynak izleyici (FET source follower) kristal osilatör ile transformatör kuplajlı A sınıfı güç yükselteci arasına yerleştirilerek yükseltecin osilatör sinyalini etkilemesi önlenmiştir. Başka bir FET izleyici de osilatör ile faz kaydırıcılara bağlı olan RF yükselteç arasına yerleştirilmiştir. Bunun nedeni de faz kaydırıcılar ile osilatörün etkilenmesini önlemektir.

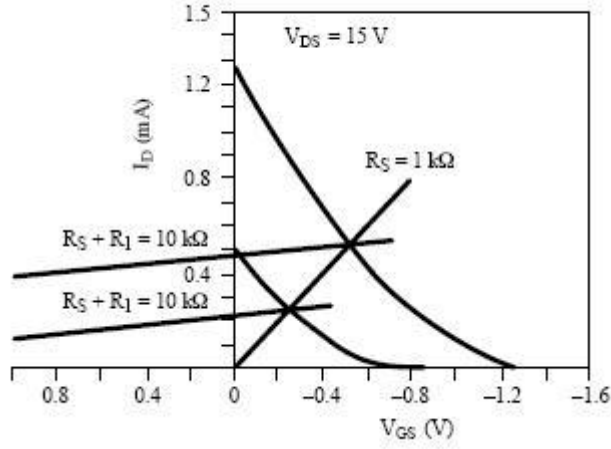
FET kaynak izleyici devreleri yüksek giriş empedansı ve düşük çıkış empedansları ile FET ve bipolar transistorler arasındaki empedans uygunlaştırmalarında yaygın olarak kullanılmaktadır. Geyt geri beslemeli ve geyt geri beslemesiz bağlantı olmak üzere FET kaynak izleyici devrelerinde iki temel bağlantı şekli vardır. Bu çalışmada kullanılan kaynak izleyici devre şeması şekil 4.5'te gösterilmektedir.

Devrede kaynak direnci R_S toprağa bağlı olduğundan sadece pozitif ve küçük negatif sinyaller algılanmaktadır. Bu bağlantı biçimi ac kuplaj devrelerinde kullanılmaktadır.



Şekil 4.5. FET kaynak izleyici devre şeması

Devrede yakın birim geri besleme elde etmek için R_S , R_1 'den küçük ($R_S=1K$, $R_1=9K1$) seçilmiştir. Devrede çalışma yük doğrusu R_S tarafından belirlenmektedir. Çıkış yük doğrusu ise R_S+R_1 tarafından belirlenir (Şekil 4.6).



Şekil 4.6. Kaynak izleyicide çalışma yük doğrusu

R_G geri besleme direnci bağlandığında çalışma yük doğrusu R_S , çıkış yük doğrusu ise $R_S + R_L$ tarafından belirlenmektedir. Geri besleme gerilimi V_{FB} , $R_S + R_L$ yük doğrusu ile V_{GS} eksenlerinin kesişimi ile bulunmaktadır.

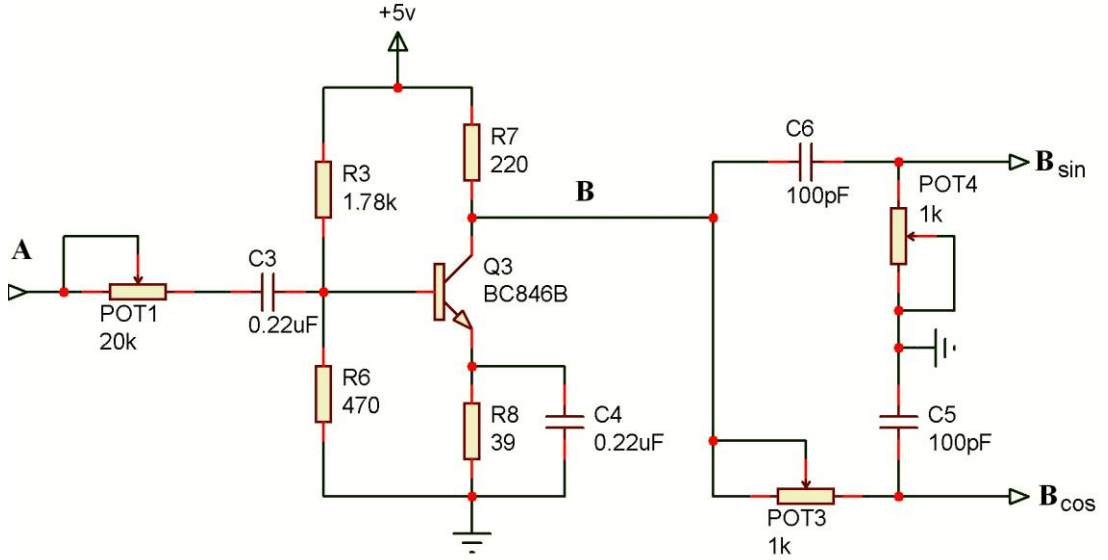
RF yükseltece bağlı olan faz kaydırma devreleri, demodülatör tarafından ileri ve geri akışları ayırmak için kullanılacak olan ve aralarında 90° 'lik faz farkı bulunan iki sinüzoidal sinyal üretmektedir. Bu faz kaydırıcılar RC elemanlarından oluşmuş alçak ve yüksek geçiren filtre görevi yapmaktadır. Bu filtrelerin kesim frekansları 10MHz olup birbirine eşittir ve bu frekans değeri aynı zamanda kristal osilatör frekansına ayarlanmıştır. Filtrelerde kullanılacak olan direnç ve kondansatörlerin değerleri 10MHz'lik kesim frekansına göre eşitlik 4.1 ile hesaplanmaktadır.

$$f_o = \frac{1}{2\pi RC} \quad (4.1.)$$

Yukarıdaki eşitliğe göre C kondansatörü 100pF olarak seçildiğinde eşitliği kullanarak R direncinin değeri hesaplanır.

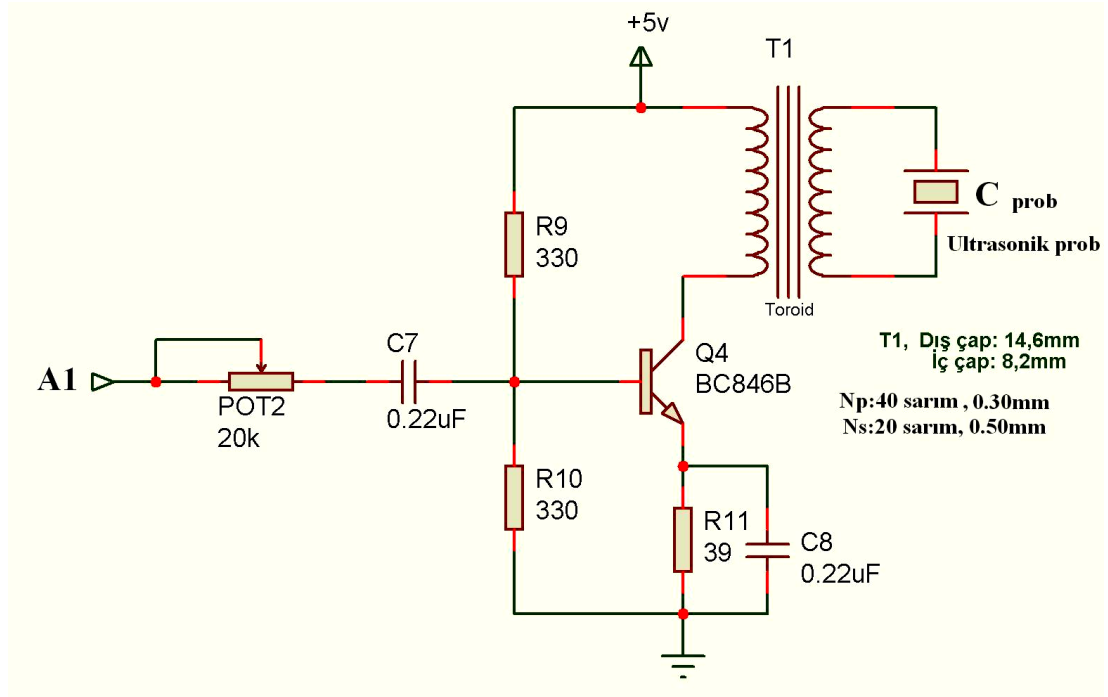
$$10^7 = \frac{1}{2 \times 3,14 \times R \times 100 \times 10^{-12}} \quad R = \frac{1}{6,28 \times 10^{-3}} = 159\Omega \quad (4.2)$$

159 Ω olan R direnci yerine 1K'lık trimpot kullanılmıştır. RF yükselteç ve RC faz kaydırıcılara ait devre şeması şekil 4.7'de gösterilmektedir.



Şekil 4.7. RF yükselteç ve RC faz kaydırıcı devre şeması

Ultrasonik transdüser, kazancı ayarlanabilen A sınıfı transformatör kuplajlı yükselteç ile sürülmektedir. Kullanılan transformatör, transdüserine güç transferini arttırmak için empedans uygunlaştırma yapmaktadır. A sınıfı yükselteçlerde verimi arttırmak için yük direnci (transdüser) şekil 4.8'de görüldüğü gibi bir transformatör üzerinden yükseltece bağlanmıştır. Buna transformatörlü kuplaj bağlantısı denilir.



Şekil 4.8. A sınıfı transformatör kuplajlı güç yükseltici devre şeması

Böyle bir durumda, DC ve AC olmak üzere iki tip yük doğrusu oluşur. Transformatörlü bağlantı şeklinde, transformatör sargısı DC akıma karşı çok küçük direnç gösterdiğinden yük doğrusu şekil 4.9’da görüldüğü gibi 90° ’ye yakın dikeydir. Pratikte transformatör sarımları yük doğrusunda hafif bir eğim oluşturur. İdeal durumda ise yük direnci üzerinde herhangi bir gerilim düşümü olmaz ve yük doğrusu $V_{CEQ} = V_{CC}$ gerilim noktasından düşey olarak düz bir çizgiyle çizilir.

Bu devrede;

$$V_{CEQ} = V_{CC} = 5V \quad (4.1)$$

Çalışma noktası ise grafiksel olarak transistorun beyz akımı eğrisiyle DC yük doğrusunun kesişme noktasından elde edilir. Baz akımı DC ön gerilim hesaplamaları ile devreden ayrı olarak hesaplanır.

Transistorun beyzinde oluşacak gerilim;

$$V_{BB} = \frac{R_9}{R_9 + R_{10}} \times V_{CC} = \frac{330}{330 + 330} \times 5 = 2,5V \quad (4.2)$$

R_9 ve R_{10} dirençlerinin Thevenin eşdeğeri;

$$R_{BB} = \frac{R_9 \times R_{10}}{R_9 + R_{10}} = \frac{330 \times 330}{330 + 330} = 165\Omega \quad (4.3)$$

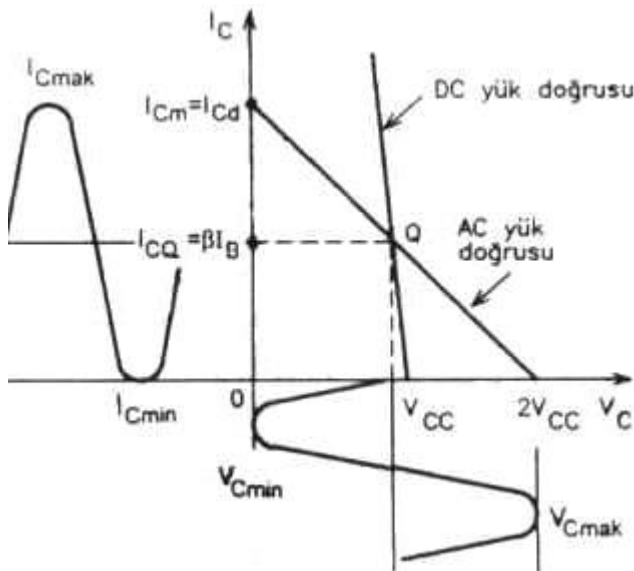
Beyz akımı;

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_{BB} + (\beta + 1) \times R_E} = \frac{2,5 - 0,7}{165 + (150 + 1) \times 39} = \frac{1,8}{6054} = 0,29mA \quad (4.4)$$

Kolektör akımı;

$$I_C = \beta \times I_B = 150 \times 0,29 = 44,6mA \quad (4.5)$$

$$I_{CQ} = I_C = 44,6mA \quad (4.6)$$



Şekil 4.9. A sınıfı transformatör kuppajlı güç yükseltecinin DC ve AC yük doğruları

Transformatör primerinde oluşacak AC güç aşağıdaki eşitlikle hesaplanır.

$$P_o(ac) = \frac{(V_{CE\max} - V_{CE\min})(I_{C\max} - I_{C\min})}{8} \quad (4.7)$$

$$I_{C\max} = 89,2mA$$

$$I_{C\min} = 0$$

$$V_{CE\max} = 10V$$

$$V_{CE\min} = 0$$

$$P_o(ac) = \frac{(10-0)(89,2-0)}{8} = \frac{10 \times 89,2}{8} = \frac{892}{8} = 111,5mW$$

Besleme kaynağından sağlanan giriş gücü aşağıdaki eşitlik ile hesaplanır.

$$P_i(dc) = V_{CC} \times I_{CQ} = 5 \times 44,6 = 223mW \quad (4.8)$$

Transformatör kuplajlı yükselteç devresinde kaybolan güç yalnızca transformatör üzerinde harcanan güçtür. P_Q , ısı olarak harcanan enerjidir. Transistorun harcadığı güç (bu miktar transistorun güç kapasitesini belirleyecektir), yük tarafından çekilen güç ile kaynaktan çekilen DC giriş gücü arasındaki farktır.

Transistor üzerinde harcanan güç aşağıdaki eşitlik ile hesaplanır.

$$P_{TRANSIRANS} = P_Q = P_i(dc) - P_o(ac) \quad (4.9)$$

$$P_Q = 223 - 111,5 = 111,5mW$$

Verim ise aşağıdaki eşitlik ile hesaplanır.

$$\eta = \frac{P_o(ac)}{P_i(dc)} \times 100 \quad (4.10)$$

$$\eta = \frac{111,5}{223} \times 100 = 50\%$$

A sınıfı bir yükselteç için maksimum teorik verimlilik transformatör kuplajlı devrede %50 dir. Yükselteçlerin güç kapasiteleri arttıkça, verimlilik daha önemli hale gelmektedir. Birkaç watt'lık güç için maksimum verimlilik vermeyen basit, ucuz bir devre kullanımı kabul edilebilir. Ancak onlarca yüzlerce wattlık güç seviyeleri durumunda teorik maksimuma olabildiğince yakın bir verimlilik aranmaktadır. Transformator kuplajlı yükselteçler için maksimum %50 sınırı yalnızca A sınıfı çalışma için geçerlidir.

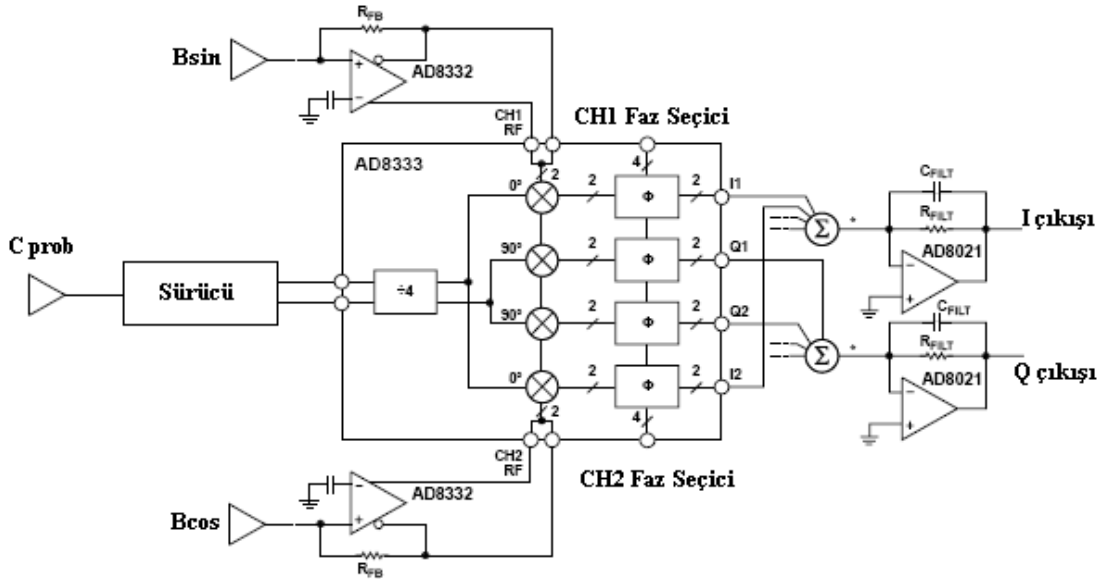
Transformator kuplajlı devrelerin en önemli dezavantajı transformatörde güç kaybının olması, çok ısınması, fazla yer kaplaması ve ağır olmasıdır. Bundan dolayı tasarlanan devrede transformator yerine küçük yapılı Ferroxcube TN14/9/5 4C65 toroid kullanılmıştır.

Tasarlanan verici devrenin devre şeması EK-1'de verilmiştir.

4.1.2. Ultrasonik doppler alıcı tasarımı

Alıcı, ultrasonik transdüserden yansıyan sinyalleri yükseltmektedir. Yansıyarak dönen sinyallerdeki Doppler kaymalarını demodüle etmektedir. Pozitif ve negatif Doppler kaymasına göre hareketin yönünü belirlemektedir. Doppler uygulamalarında en kritik nokta yansıyan sinyalleri zaman düzleminde sıraya koymak ve her sinyali ayrı toplayıp bir bütün olarak birleştirmektir. Sistem, geciktirilmiş bir sıra boyunca alınan frekansları işlemekte daha sonra yüksek dinamik değerlere sahip I/Q demodülatör tarafından demodüle etmektedir. Meydana gelen I ve Q Doppler sinyalleri filtre edilmekte ve yüksek çözünürlüklü analog-dijital dönüştürücü (ADC) tarafından örneklenmekte ve örneklenmiş sinyaller Doppler bilgisi olarak işlemcilerde işlenmektedir.

Bu çalışmada tasarlanan alıcı devresinde, sürekli dalga medikal ultrason cihazlarında yüksek performans ile kullanılabilen ilk tümleşik devre olan AD8333 kullanılmaktadır. AD8333 faz kaydırma, frekans dönüştürme ve I/Q demodülasyonu tek bir tümleşik devrede birleştirmekte ve doğrudan temel bant sinyal çıkışı vermektedir. AD8333 faz kaydırmalı sistemlerin en önemli elemanıdır. Düşük gürültülü bir ön yükselteç (LNA) ile birleştirildiğinde yüksek performanslı ultrasonik sistemlerin analog alıcı kısmını oluşturmaktadır. Şekil 4.10 AD8333 kullanılarak gerçekleştirilmiş alıcının blok diyagramını göstermektedir.



Şekil 4.10. AD8333 ile tasarlanmış ultrasonik Doppler alıcısının blok diyagramı

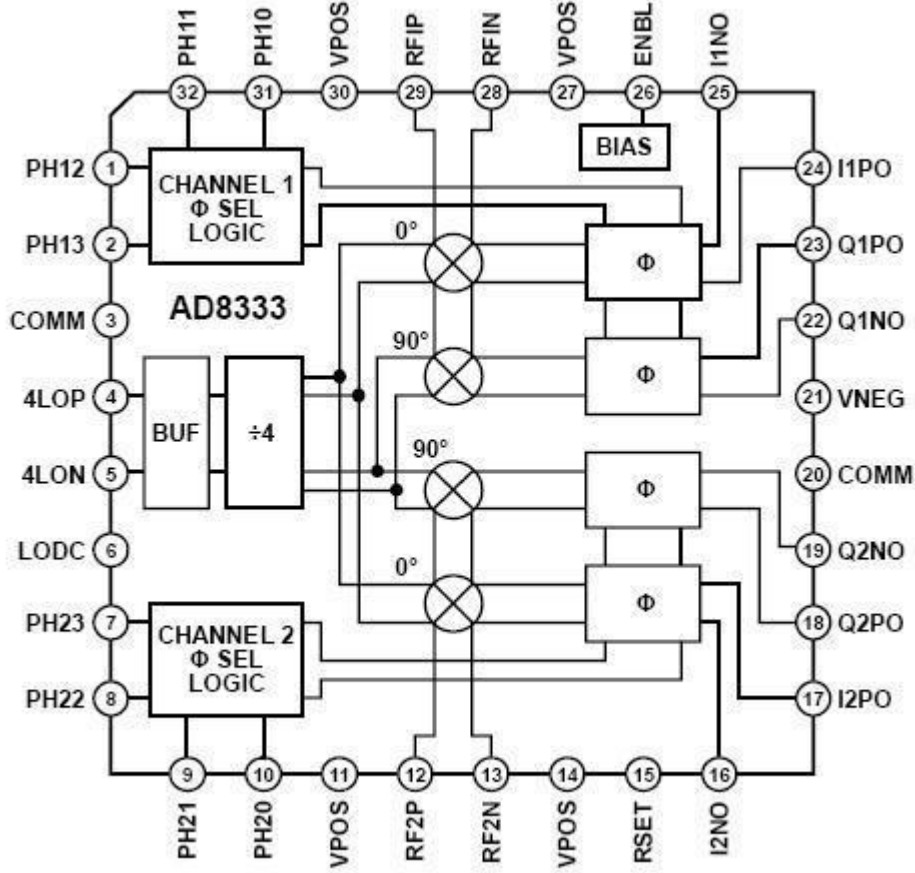
Verici tarafından gönderilen ve aralarında 90° faz farkı bulunan Sin ve Cos sinyalleri doğrudan çok kanallı düşük gürültülü AD8332 ön yükseltecine gönderilmektedir. Bu sinyaller 19dB düşük gürültülü bu yükselteç tarafından yükseltilmektedir ve uygun değerli sinyal gürültü oranı için AD8332 çıkışları doğrudan AD8333 demodülatör ve faz kaydırıcısına bağlanmaktadır. Ultrasonik transdüserden yansiyarak gelen küçük genlikli Doppler sinyalleri, demodülatöre osilatör sinyali olarak yüksek hızlı diferansiyel sürücü üzerinden uygulanmaktadır.

I/Q demodülatör ve faz kaydırıcı çıkışında elde edilen toplanmış akım sinyalleri yüksek dinamik değerli akımdan gerilime çevirici tarafından belirlenmiş çıkış sinyalini elde etmek için toplanmaktadır. Bunun için AD8021 yükselteci kullanılmaktadır. I ve Q çıkışlarının her biri için dinamik değer 161dB/Hz dir. Fakat tüm çıkışlar için dinamik değeri belirleyecek olan AD8021 yükseltecidir.

AD8333 çıkışındaki I1 ve I2 sinyalleri kendi aralarında ve Q1 ve Q2 sinyalleri de kendi aralarında toplanarak ileri yön ve ters yön akışlarına ait Doppler sinyaller elde edilmektedir.

İşlem teorisi

AD8333, çift I/Q demodülatör ve her bir kanal için programlanabilir faz kaydırıcılardan oluşmaktadır. Medikal ultrasonda, faz dizilimli sinyal işleme, faz dizilimli radar ve mobil iletişimdeki akıllı anten uygulamalarında yaygın olarak kullanılmaktadır. Şekil 4.11'de AD8333'ün blok diyagramı ve bacak bağlantıları gösterilmiştir. Tümeşik devre; üç analog ve dokuz lojik seviyeli girişe sahiptir. İki RF girişi, radyo frekans (RF) kaynaklar ve yerel osilatörden gelen sinyalleri kabul etmektedir. Kanal başına düşen dört lojik giriş 22,5°'lik adımlarla faz kaymasının derecesini seçilebilir kılmaktadır. I ve Q çıkışlarından elde edilen akımlar sinyal işleme uygulamaları için toplanmaktadır. Çoklu kanallar toplanmakta ve empedans transfer yükselteci kullanılarak voltaja dönüştürülmektedir.

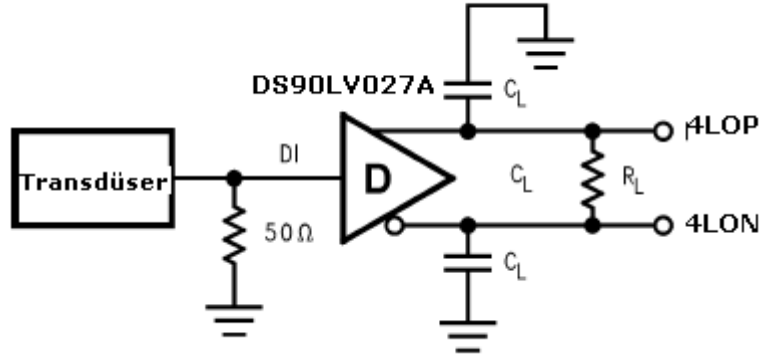


Şekil 4.11. AD8333 blok diyagramı ve bacak bağlantıları

Dik fazın (quadrature) meydana getirilmesi

0° ve 90° 'lik yerel osilatör fazları dört lojik devrede bölünerek üretilmektedir. Bölücü, DC kuplajlı ve geniş bantlı olup azami yerel osilatör (LO) frekansı sadece kendi anahtarlama hızı tarafından sınırlandırılmaktadır. Dik fazlı (quadrature) sinyallerinin görev süresi esas olarak %50 ve haricen bağlı olan $4LOx$ girişlerinden etkilenmemektedir. $4LOx$ sinyalleri iç yerel osilatör sinyallerini meydana getiren son flip-flopları tekrar anahtarlama ve dolayısıyla en aza indirilmiş olan gürültüyü bölücü devre ortaya çıkarmaktadır. En uygun performans için $4LOx$ girişleri ayrı sürülmektedir. Sürücü için en uygun seçim LVDS (düşük voltaj diferansiyel sinyal) sürücü tümleşik devresidir. LO girişi yüksek hızlı, tam diferansiyel giriş düzeyindeki farklılıklara cevap veren analog bir giriştir. $4LOx$ girişleri düşük ortak mod gerilim

yükselteci ile sürülebilir. Bunun için tüm bu özellikleri taşıyan National Semiconductor DS90LV027A yükselteci seçilmiştir.



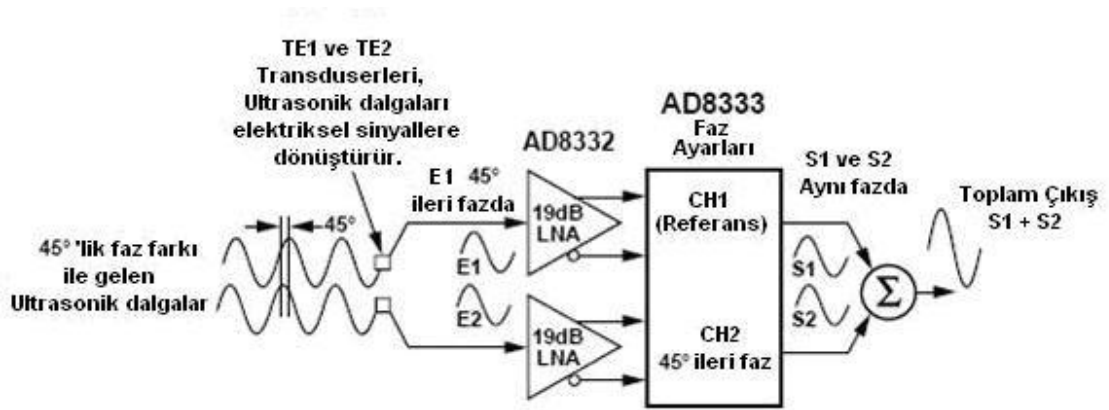
Şekil 4.12. DS90LV027A ile gerçekleştirilmiş sürücü yükseltecin devre bağlantısı

I/Q demodülatör ve faz kaydırıcı

I/Q demodülatör çift balans Gilbert Cell mikserden oluşmaktadır. RF giriş sinyalleri, azami farksal giriş kapasitesi 2,8Vp-p olan gerilimden akıma çeviriciler tarafından akıma çevrilmektedir. Bu akımlar daha sonra mikserlere gönderilmektedir. Mikser çıkışlarında fark ve toplam frekansları (RF-LO ve RF+LO) elde edilmektedir. Demodülatör çıkışları toplamı kolaylaştıracak akımlar olarak elde edilmektedir. Demodülasyon işleminden sonra faz kaydırma işlemi gerçekleştirilmektedir. Şekil 4.13'te AD8333'ün faz kaydırıcı olarak çalışması gösterilmektedir. Sinyallerin fazı çizelge 4.1'de verilen açılara göre kaydırılmaktadır. Faz kaydırma fonksiyonu tüm devrenin en önemli parçasıdır. Kanaldan kanala faz kaydırma açısının seçimi için kullanılan faz kaydırma kod tablosu çizelge 4.1'de gösterilmektedir. Tablodaki faz açılarına karşılık gelen kodlar ikilik (binary) olarak kodlanmıştır. AD8333 tümleşik devresinde faz kaydırma işlemi, 16 ayrı faz açısı ve 22,5°lik aralıklarla her kanal için ayrı olarak yapılabilmektedir [21].

Çizelge 4.1. Faz kaydırma kod çizelgesi

Φ – Shift	PH x 3	PH x 2	PH x 1	PH x 0
0°	0	0	0	0
22,5°	0	0	0	1
45°	0	0	1	0
67,5°	0	0	1	1
90°	0	1	0	0
112,5°	0	1	0	1
135°	0	1	1	0
157,5°	0	1	1	1
180°	1	0	0	0
202,5°	1	0	0	1
225°	1	0	1	0
247,5°	1	0	1	1
270°	1	1	0	0
292,5°	1	1	0	1
315°	1	1	1	0
337,5°	1	1	1	1



Şekil 4.13. AD8333 faz kaydırıcı blok diyagramı

Şekil 4.13'te AD8333'ün 2 kanallı bir faz kaydırıcı olarak kullanımında, girişlerinde aralarında 45° faz farkı bulunan ultrason dalgaları E1 ve E2 sinyalleri olarak gösterilmiştir. E1 sinyali E2 sinyalinden 45° ileridedir. S1 ve S2 sinyallerini toplamak için E2 sinyali kanal 2 için 0010 faz kodu kodlanarak E1'e bağlı olarak 45° kaydırılmıştır. Böylece çıkışta aynı fazda olan iki sinyal toplam çıkışını vermektedir.

I ve Q kanallarının toplanması

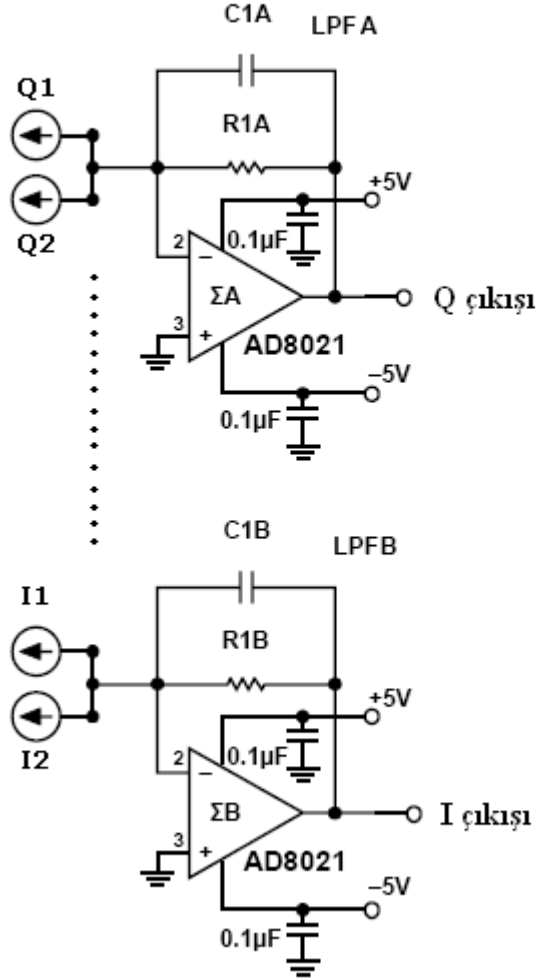
AD8333'ün kullanıldığı sinyal işleme tekniğinde, bipolar akımlar I ve Q çıkışlarından elde edilerek doğrudan toplanır. AD8021 ile birinci dereceden akım toplama devresi gerçekleştirilmiştir. Birinci dereceden toplayıcı yükselteçler için seçilen işlemsel yükselteçler AD8333'ün tüm işlem frekanslarında çok iyi frekans cevaplarına sahip olmalı ve I ve Q çıkışlarında gereksinim duyulan akımlara kaynak sağlayabilmelidir. Birinci dereceden toplayıcı yükselteç ve alçak geçiren filtrede büyük sinyal gereksinimi belirlendiğinde, küçük sürekli dalga sinyal göz ardı edilebilir. Toplanacak kanalların sayısı seçilen yükseltecin çıkış sürücü akım kapasitesi tarafından belirlenir. AD8021 yükseltecinde $\pm 5V$ besleme kaynağı için doğrusal çıkış akımı 60mA ile 70mA arasındadır. AD8021, R1x ve C1x elemanları ile aynı zamanda alçak geçiren filtre görevini gerçekleştirmektedir. Yükselteç $\pm 5V$ besleme ile sekiz, $\pm 12V$ besleme ile on kanala kadar toplama yapmaktadır. AD8021 ile gerçekleştirilen alçak geçiren filtrede C1A kapasitesi 2,2nF ve R1A direnci 787 Ω olup kesim frekansı 92KHz olarak seçilmiştir [21].

$$f_{LPF} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (4.11)$$

$$f_{LPF} = \frac{1}{2 \times 3,14 \times 787 \times 2,2 \times 10^{-9}} = \frac{10^9}{10873} = 91970 \cong 92KHz$$

Filtre çıkışlarındaki yüksek frekanslı pozitif frekans kaymaları ileri yön (I) kanalından, düşük frekanslı negatif frekans kaymaları ters yön (Q) kanalından çıkış vermektedir (şekil 4.14). Tasarlanan sürekli dalga Doppler alıcısının devre şeması EK-2'de verilmiştir.

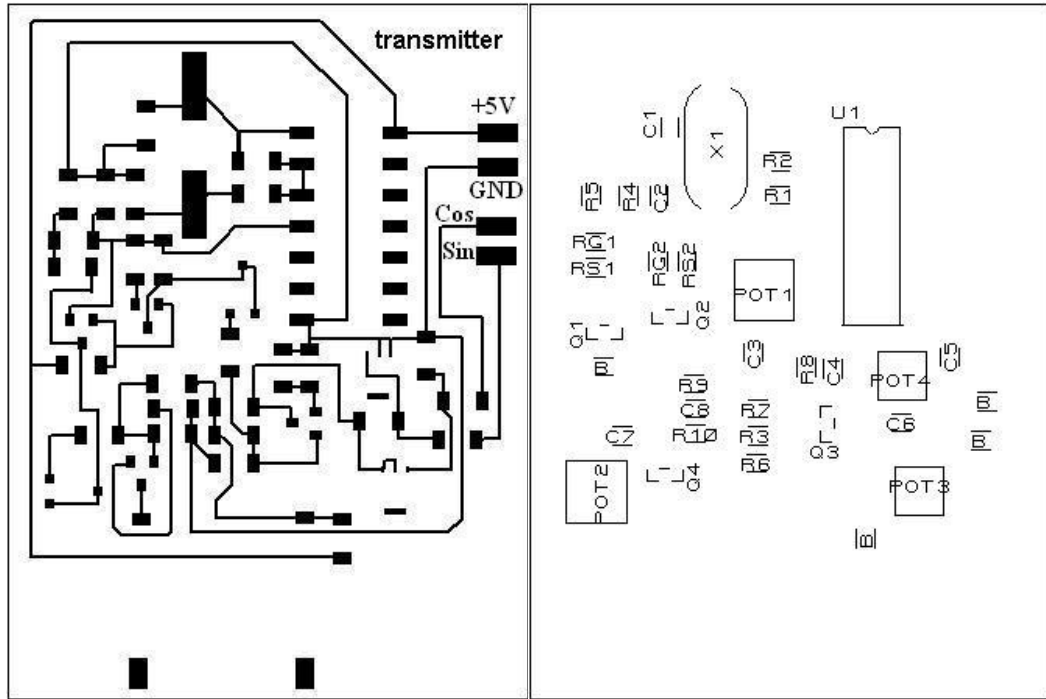
Birinci Dereceden Toplayıcı Yükselteçler



Şekil 4.14. AD8021 toplayıcı yükselteci ve alçak geçiren filtre

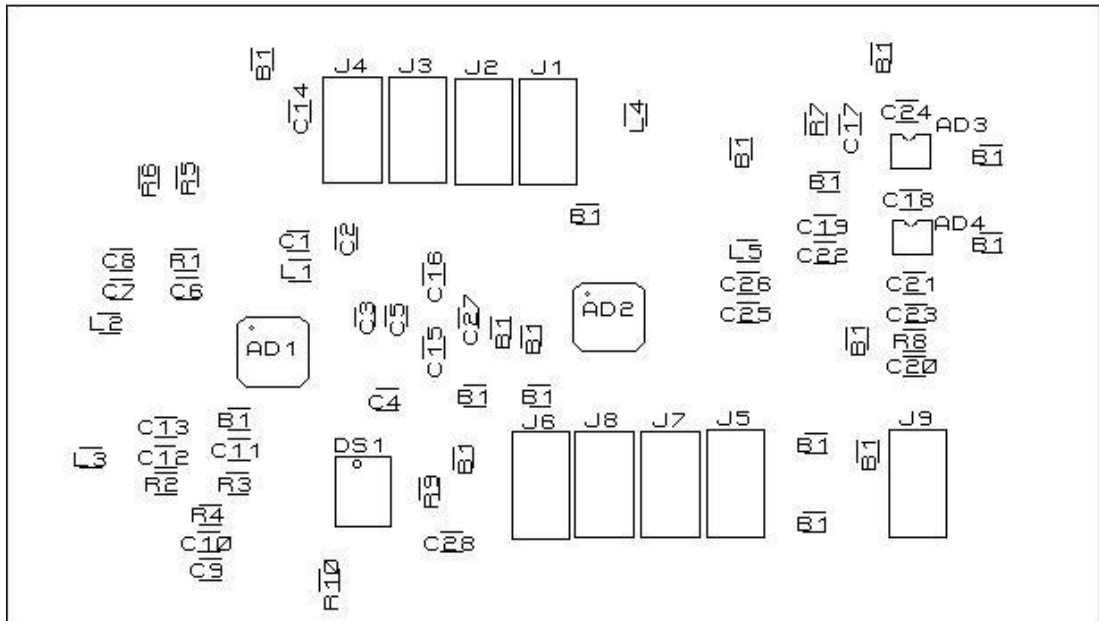
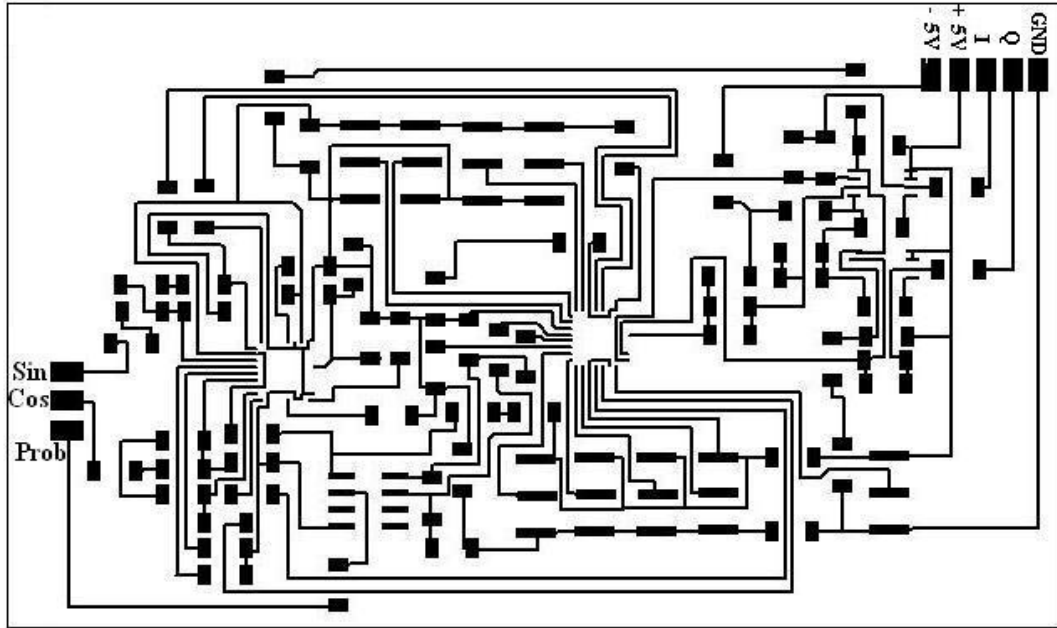
4.2. Tasarlanan 10MHz Ultrasonik Doppler Kan Akış Ölçere Ait Devrelerin Gerçekleştirilmesi Ve Ölçüm Sonuçları

Ultrasonik Doppler verici ve alıcının elektronik devre şemaları PROTEUS programının ISIS editörü kullanılarak çizilmiş, baskı devreleri de aynı programın ARES editöründe tek katmanlı olarak çıkarılmıştır. Ultrasonik Doppler verici ve alıcıya ait baskı devre şemaları şekil 4.15 ve 4.16'da gösterilmektedir.



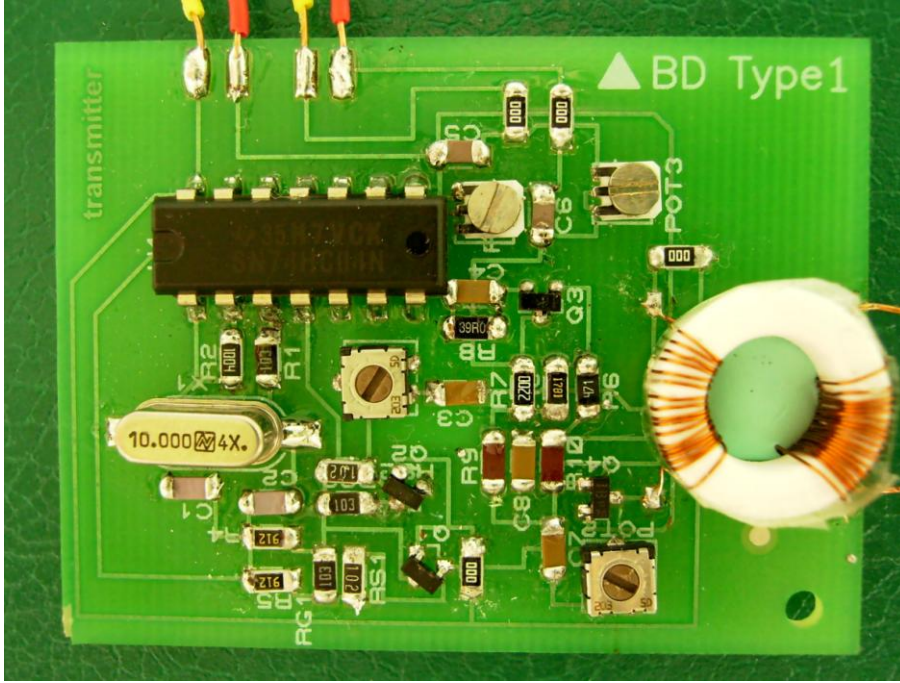
Şekil 4.15. Ultrasonik Doppler vericinin baskı devre şeması ve elemanların yerleşimi

Tasarlanan benzer Doppler sistemlerinden farklı olarak yüzey montajlı yonga tümleşik devreler ve yüzey montajlı elemanlar kullanılarak küçük boyutlarda, taşınabilir ve düşük güçlü bir kan akış ölçer elde etmek hedeflenmiştir. Gerçekleştirilen çalışmada yüzey montajlı malzemelerin kullanım nedeni; küçük ve hafif olmaları, az ısı üretmeleri, daha az güç tüketen minyatür devreler oluşturmaları, mekanik titreşim ve sallantılara karşı daha dayanıklı olmaları ve daha az istenmeyen radyo frekans parazitlerine neden olmalarıdır. Bununla birlikte yüzey montajlı elemanlar ile devre üretiminin karmaşık olması, parçalar küçük olduğu için el ile müdahale ve tamir imkânlarının zor olması ve örnek imalat yapıldığı için maliyetlerin artması bu çalışmanın en önemli sakıncaları olarak sıralanabilir.

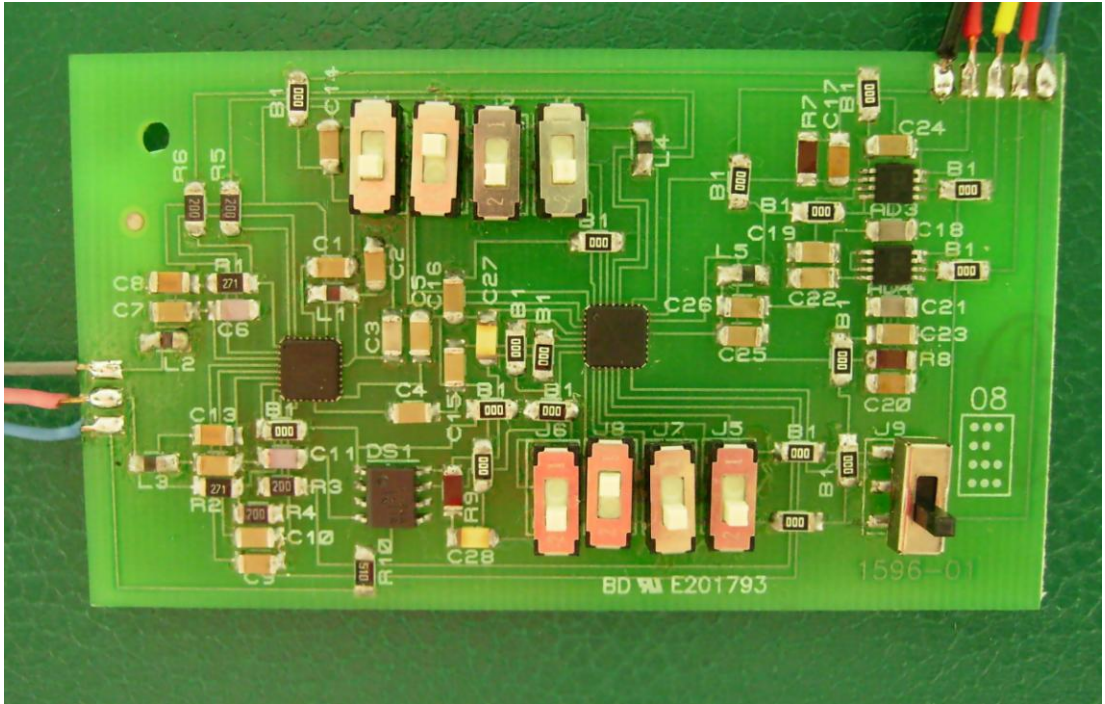


Şekil 4.16. Ultrasonik Doppler alıcının baskı devre şeması ve elemanların yerleşimi

Sürekli dalga ultrasonik Doppler sistemine ait alıcı ve verici elektronik devrelerinin montajlı baskı devre plakaları şekil 4.19 ve şekil 4.20’de gösterilmektedir.

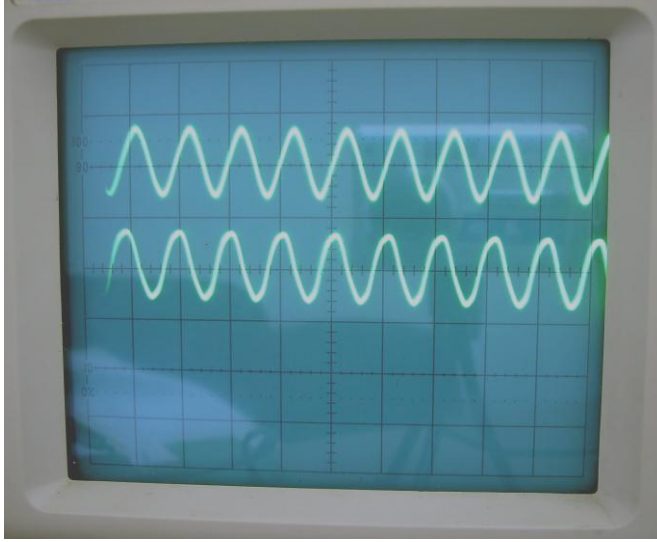


Şekil 4.19. Gerçekleştirilen ultrasonik Doppler vericisi.



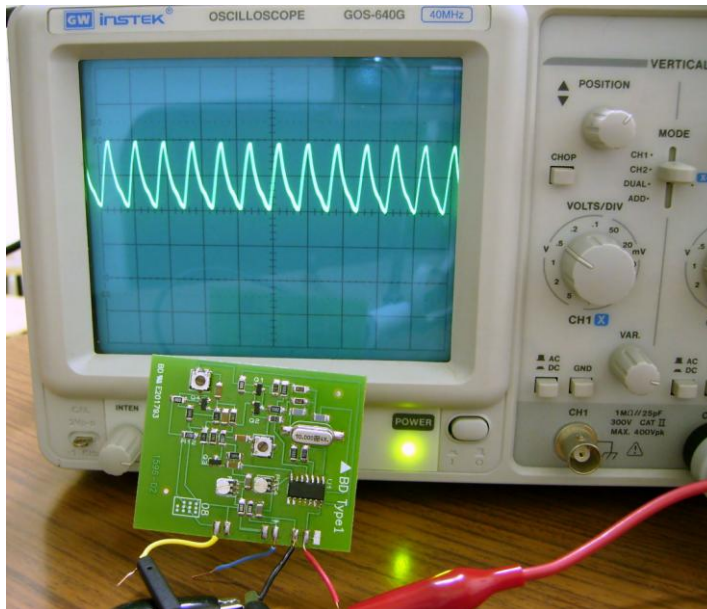
Şekil 4.20. Gerçekleştirilen ultrasonik Doppler alıcısı.

Tasarlanan sürekli dalga Doppler vericisinin B_{\sin} ve B_{\cos} çıkışlarına ait dalga şekilleri aşağıda gösterilmektedir.



Şekil 4.21. Verici çıkışındaki sinüs ve kosinüs dalgaları
(Volts/Div=0,5V, Time/Div=0,1 μ s, V_{p-p} =0,8V)

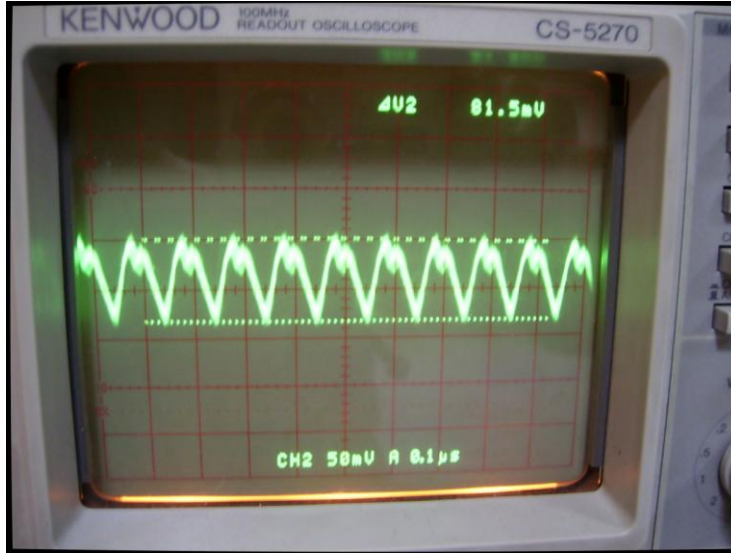
Tasarlanan sürekli dalga Doppler vericisinin güç yükseltici C çıkışına ait dalga şekli aşağıdaki şekilde gösterilmektedir.



Şekil 4.22. Verici güç yükseltici çıkışına ait dalga şekli
(Volts/Div=1V, Time/Div=0,2 μ s, V_{p-p} =2V)

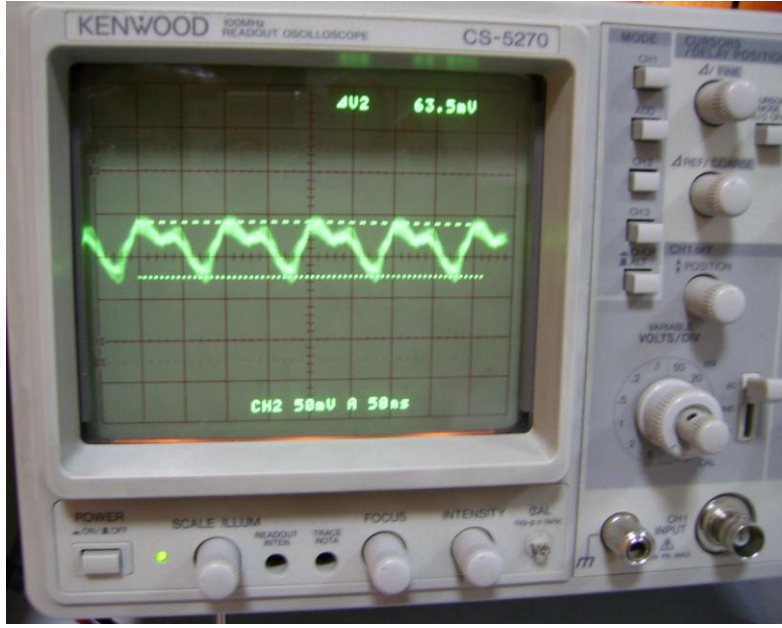
Alıcı devrenin test ölçümleri gerçekleştirilen sürekli dalga Doppler vericisi ve 10MHz'lik sinyal jeneratörü ile gerçekleştirilmiştir. 10MHz'lik sinyal jeneratörü ultrasonik probtan gelecek olan Doppler kaymalı sinyalleri temsil etmektedir. İnsan kulağının duyabildiği ses sinyalleri 20Hz ile 20KHz arasında olduğundan ölçümler bu değerler arasında olan 4KHz ve 20KHz'lik Doppler frekans kaymaları ile gerçekleştirilmiştir.

Sinyaldeki 4KHz'lik Doppler kayması 10MHz'lik bir sistemde 10,004KHz'e karşılık gelir. 4KHz'lik Doppler kayması için çıkış dalga şekli şekil 4.23'te gösterilmektedir.



Şekil 4.23. 4KHz'lik Doppler kayması için çıkış dalga şekli

Sinyaldeki 20KHz'lik Doppler kayması 10MHz'lik bir sistemde 10,020KHz'e karşılık gelir. 20KHz'lik Doppler kayması için çıkış dalga şekli şekil 4.24'te gösterilmektedir.



Şekil 4.24. 20KHz'lik Doppler kayması için çıkış dalga şekli

5. SONUÇ VE İRDELEME

Taşınabilir, düşük güçlü, 10MHz sürekli dalga Doppler kan akış ölçere ait verici ve alıcı devrelerinin tasarımında ve uygulanmasında, günümüzde yaygın olarak kullanılan ve minyatür devre üretimini kolaylaştıran yüzey montaj teknolojilerinden yararlanılmıştır. Tasarlanan verici devresinde kullanılacak olan yüzey montajlı elektronik elemanların yurt içindeki elektronik piyasasından temin edilmesinde herhangi bir sorun yaşanmamıştır. Buna karşılık alıcı devresinde kullanılacak olan yüzey montajlı tümleşik devreler (AD8333, AD8332, AD8021, DS90LV027A) yurt içindeki firmalardan temin edilememiştir. Öncelikle Analog Device ve National Semiconductor şirketlerinin yurt içindeki dağıtıcıları ile görüşülmüş sonuç alınamayınca şirketlere mail yolu ile ulaşılarak sample (örnek) elemanlar istenmiştir. Tüm bunlar tasarlanan devrelerin uygulanma sürecini geciktirmiştir.

Tasarlanan kan akış ölçere ait verici ve alıcı devrelerinin devre şemaları ve baskı devreleri Proteus programı ile hazırlanmıştır. Devrelerde kullanılan direnç, bobin, kondansatör gibi yüzey montajlı elemanların tamamı için 1206 kılıfı seçilmiştir. Özellikle alıcı devresinde kullanılan tümleşik devrelerin kılıfları Proteus programında mevcut olmadığından tümleşik devrelerin kataloglarındaki kılıf ölçüleri kullanılarak, tümleşik devreler için yeni kılıflar oluşturulmuştur.

Tasarlanan verici devresi gerçekleştirilmeden önce simülasyon yardımı ile çalışması kontrol edilmiştir. Vericide, transformatör kuplajlı güç yükseltecinde empedans uygunlaştırma için kullanılan transformatör yerine toroid kullanılmıştır. Devre gerçekleştirildikten sonra toroid çıkışından alınan sinyalin 50mV'u geçmediği gözlemlenmiştir. 10MHz, 50mV'luk sinyal, yükselteç çıkışındaki probu süremeyeceği için devrede değişikliğe gidilmiş ve toroid devreden çıkarılmıştır. Güç yükselteci devresi yeniden tasarlanmış ve yükselteç devresinde kullanılan direnç değerleri $R_9=1K78$, $R_{10}=470$, $R_{12}=220$ olacak şekilde değiştirilmiştir. Verici çıkışında 10MHz, 2V'luk sinyal osilaskop ile ölçülmüştür. Devrenin çektiği akım 50mA dir. Verici devreye ait çıkış dalga şekilleri şekil 4.21 ve 4.22'de gösterilmiştir.

Tasarlanan alıcı devresinde kullanılacak tümleşik devreler yüzey montajlı olduğundan ve Proteus gibi simülasyon programlarında mevcut olmadıklarından devrenin gerçekleştirilmeden önce board üzerinde test edilmesi veya bilgisayar ortamında simülasyon edilmesi mümkün olmamıştır. Alıcı devresi gerçekleştirildikten sonra test ölçümleri verici çıkışından elde edilen 10MHz frekanslı B_{SIN} , B_{COS} sinyalleri ve Doppler kaymalarını temsil eden, ayrı bir sinyal jeneratöründen uygulanan 10,004KHz ve 10,020KHz'lik sinyallerle yapılmıştır. Alıcı devrenin test edilmesi aşamasında AD8332 ön yükselteç tümleşik devresinin ısındığı gözlenmiştir. Çıkışlara ait çıkış dalga şekilleri osilaskop ile ölçülmüş olup devrenin çektiği akım 170mA dir. Alıcı çıkışındaki dalga şekilleri şekil 4.23 ve 4.24'te gösterilmiştir.

Doppler ultrason yöntemi kullanılarak yapılan ölçümler hasta yatarken, belirli bir dinlenmeden sonra yapılmaktadır. Hastalıklı damardaki veya nakil edilen dokudaki kan akış hızı, uyku egzersiz, beslenme gibi durumlarda değişebileceğinden dolayı bu anda yapılacak ölçümler bize hastalıkla ilgili önemli bilgiler verecektir. Bu çalışmada tasarlanan taşınabilir bir sistem ile hastaların kan akış hızını buldukları ortamda kaydederek durumla ilgili ön tanı konması kolaylaştırılacaktır.

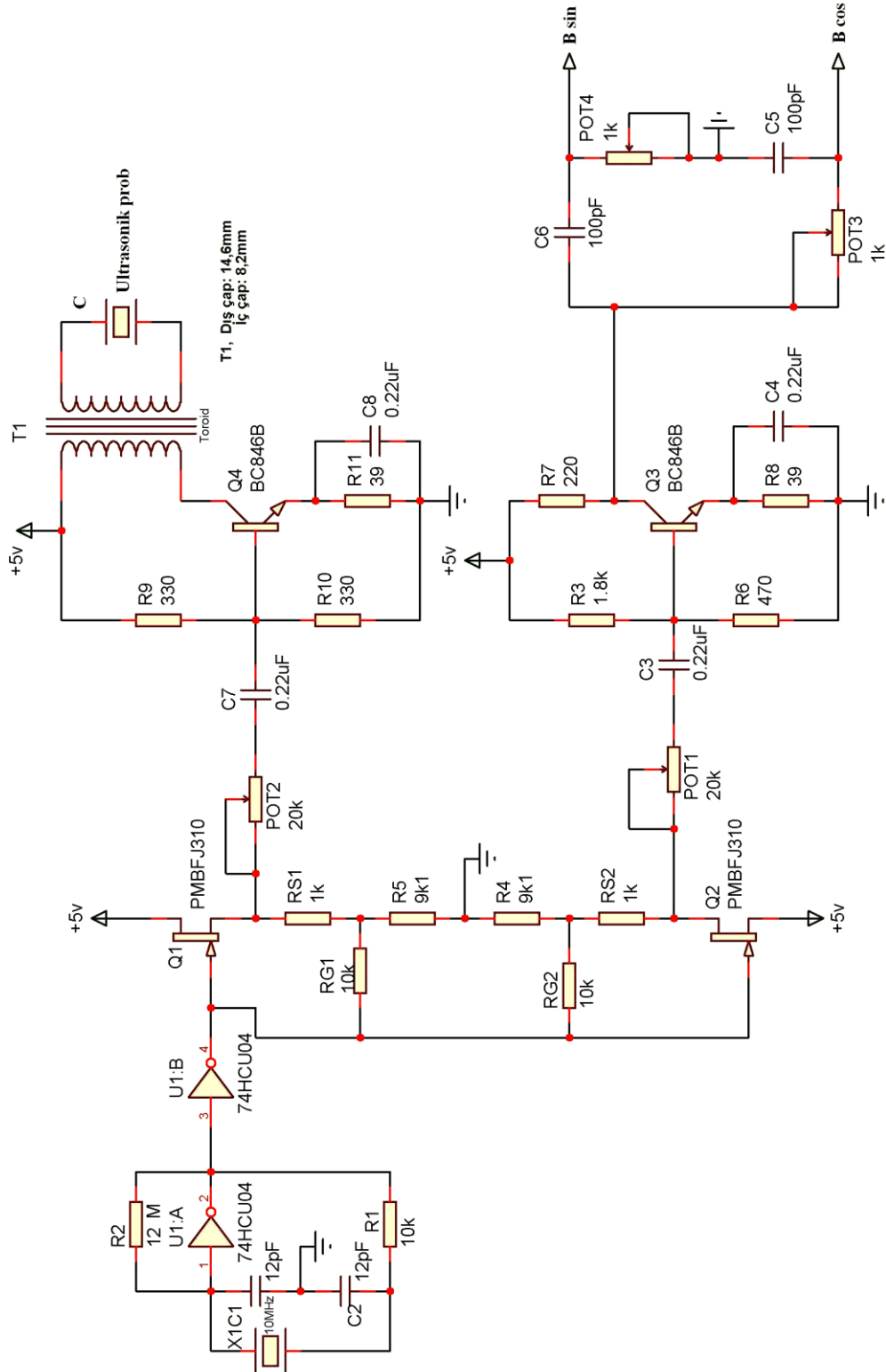
KAYNAKLAR

1. Oğuz, M. , Aksungur, E.H., Bıçakçı, Y.K., Çeliktaş, M., “Ultrasonografi ” , *Nobel Tıp Kitabevleri*, Adana, 1-12 (1997).
2. Hagen-Ansert, S. L. , “ Tanısal Ultrasonografi, 1.cilt ”, Akhan O., Taşbaş B. , *Güneş Kitabevi*, Ankara 9-16 (2002).
3. Kremkau ,F. W. , “ Doppler Ultrasound Principles and Instruments, 2nd ed.” , *W.B. Saunders Company*, Philadelphia, 121- 150 (1995).
4. McCartney, J.P., Thomas-Lukes, K.M., Gomez, C.R., “ Handbook of Transcranial Doppler”, *Springer – Verlag*, USA , 18-19 (1997).
5. Arabin, B., “Doppler Blood Flow Measurements in Uteroplacental and Fetal Vessels, *Springer –Verlag* , USA, 7-11 (1999).
6. Evans, D., “Doppler Ultrasound in Perinatal Medicine”, *Oxford University Press*, Oxford, 5-12 (1992).
7. Wells, P.N.T., “Ultrasonics in Clinical Diagnosis, 3thed.”, *Churchill Livingstone*, New York, 8-26 (1983).
8. McGahan, J.P.,Goldberg, B.B., “Diagnostic Ultrasound A Logical Approach”, *Lippincott-Raven Publishers*, New York, 8-10 (1998).
9. Boylestad, R., Nashelsky, L., “Electronic Devices and Circuit Theory, 5th ed.”, *Prentice Hall*, USA, 676-683 (1992).
10. Maulik, D., “Doppler Ultrasound in Obstetrics and Gynecology”, *Springer-Verlag*, USA, 1-6 , 9-17, 20-34 (2005).
11. Beach, K.W., Paun, M., Primozich, J.F., “Noninvasive Vascular Diagnosis”, *Springer-Verlag*, USA, 12-31 (2007).
12. Solomon, S.D., “Echocardiographic Instrumentation and Principles of Doppler Echocardiography”, *Humana Press*, USA, 1-16 (2007).
13. Tortoli, P. , Fidanzati P. , Bassi L., “Physics for Medical Imaging Applications”, *Humana Press*, USA, 123–136 (2007).
14. Fuentes, M., Sotomayor, A. , Garcia, F., Moreno, E., “ Design and construction of a blood flow detector prob for a continuous wave bidirectional Doppler Ultrasound system” , *Ingenieria Investigacion y Tecnologia* , VII(2): 97-103 (2006).

15. Dahnoun, N. , Thrush, A.J. , Fothergill, J.C. , Evans, D.H. , “Portable directional ultrasonic Doppler blood velocimeter for ambulatory use”, ***Med. & Biol. Eng. & Comput.*** , 28(5): 474–482 (1990).
16. Burns, P., “Journal of Clinical Ultrasound”, ***A Willey Company***, New York, 567-590 (1987).
17. Übeyli, E.D., “ Doppler işaretlerine spektral analiz tekniklerinin uygulanması ve yapay sinir ağları ile sınıflandırılması” , Doktora Tezi , ***Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü***, Ankara, 6-9 (2004).
18. Robinson, T.M., “Physics for Medical Imaging Applications”, ***Humana Press***, USA, 101-110 (2007).
19. Padmanabhan, K., Nedumaran, D., Ananthi, S., “Medical and Biological Engineering and Computing”, ***Springer –Verlag***, Berlin, 36, 270-275 (1998).
20. Zlotnick, F., “ Designing Crystal Oscillators With Modern CMOS Gates”, ***On Semiconductor Report, USA***, 1-2 (2003).
21. Analog Devices, “ AD8333 DC to 50MHz Dual I/Q Demodulator and Phase Shifter”, ***Analog Devices Corporation Report, USA***, 1–28 (2007).
22. Analog Devices, “ AD8332 Ultra Low Noise VGAs With Preamplifier and Programmable R_{IN} ”, ***Analog Devices Corporation Report, USA***, 1–40 (2006).
23. Analog Devices, “ AD8021 Low Noise High Speed Amplifier for 16-Bit Systems ”, ***Analog Devices Corporation Report, USA***, 1–20 (2003).
24. National Semiconductor, “ DS90LV027A LVDS Dual High Speed Differential Driver”, ***National Semiconductor Corporation Report, USA***, 1–8 (2005).

EKLER

EK-1 Tasarlanan sürekli dalga Doppler vericisinin devre şeması

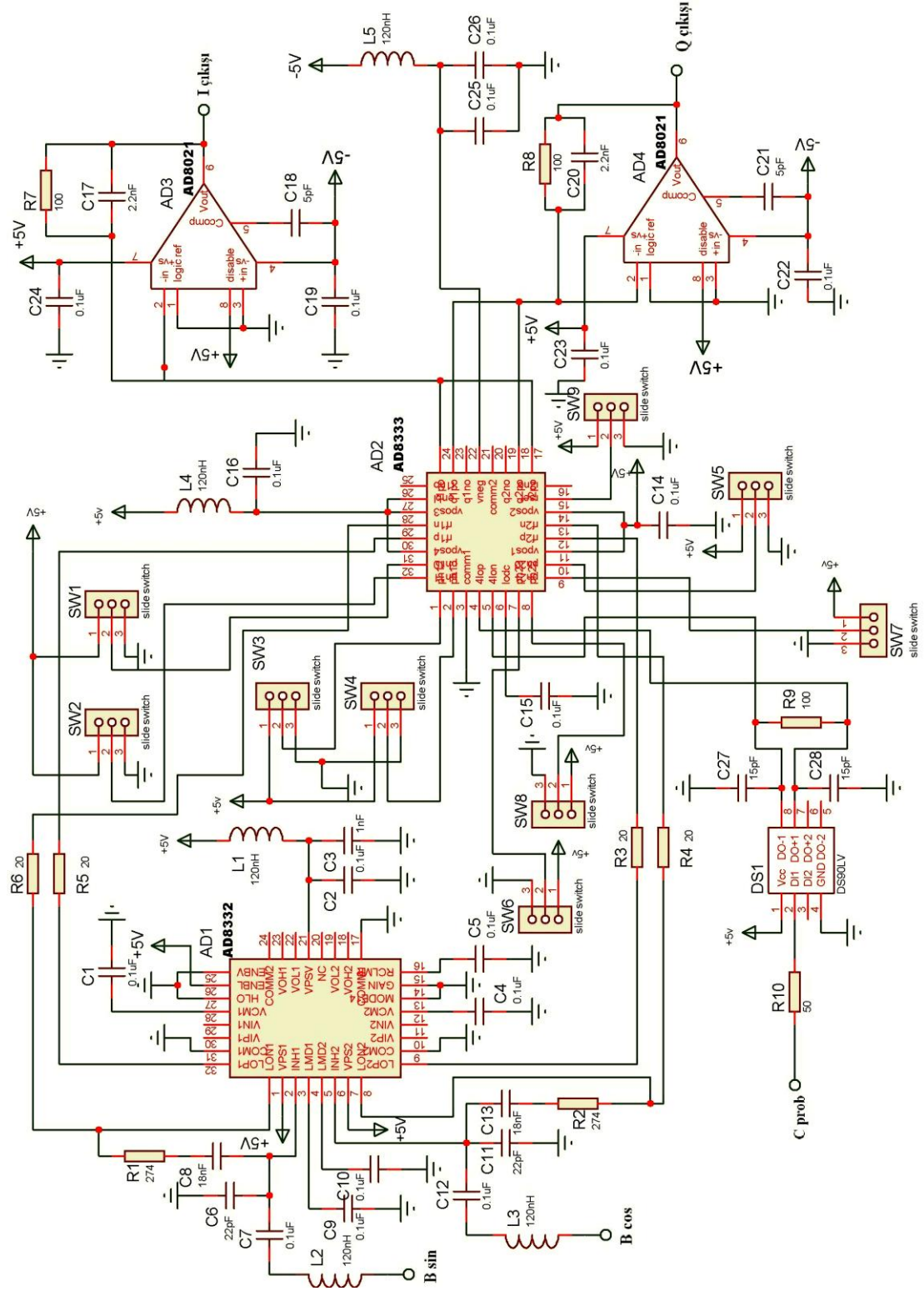


EK-2 Tasarlanan sürekli dalga Doppler vericisinin malzeme listesi

Çizelge 2.1. Tasarlanan sürekli dalga Doppler vericisinin malzeme listesi

ADET	REFERANS NO	DEĞERİ
1	U1	74HCU04
2	X1	10MHz Kristal
3	Q1	PMBFJ310 Fet
4	Q2	PMBFJ310 Fet
5	Q3	BC846 Transistör
6	Q4	BC846 Transistör
7	T1	TN14/9/5 4C65 Toroid
8	R1	10K
9	R2	12M
10	R3	9K1
11	R4	9K1
12	R5	1K78
13	R6	470
14	R7	220
15	R8	39
16	R9	330
17	R10	330
18	R11	39
19	RS1	1K
20	RS2	1K
21	RG1	10K
22	RG2	10K
23	POT1	20K
24	POT2	20K
25	POT3	1K
26	POT4	1K
27	C1	12pF
28	C2	12pF
29	C3	0.22uF
30	C4	0.22uF
31	C5	100pF
32	C6	100pF
33	C7	0.22uF
34	C8	0.22uF

EK-3 Tasarılan sürekli dalga Doppler alıcısının devre şeması



EK-4 Tasarlanan sürekli dalga Doppler alıcısının malzeme listesi

Çizelge 4.1. Tasarlanan sürekli dalga Doppler alıcısının malzeme listesi

ADET	REFERANS NO	DEĞERİ
1	AD1	AD8332
2	AD2	AD8333
3	AD3	AD8021
4	AD4	AD8021
5	DS1	DS90LV027A
6	R1	274
7	R2	274
8	R3	20
9	R4	20
10	R5	20
11	R6	20
12	R7	100
13	R8	100
14	R9	100
15	R10	50
16	C1	0.1uF
17	C2	0.1uF
18	C3	1nF
19	C4	0.1uF
20	C5	0.1uF
21	C6	22pf
22	C7	0.1uF
23	C8	18nF
24	C9	0.1uF
25	C10	0.1uF
26	C11	22pF
27	C12	0.1uF
28	C13	18nF
29	C14	0.1uF
30	C15	0.1uF
31	C16	0.1uF
32	C17	2.2nF
33	C18	5pF
34	C19	0.1uF
35	C20	2.2nF
36	C21	5pF
37	C22	0.1uF
38	C23	0.1uF
39	C24	0.1uF
40	C25	0.1uF
41	C26	0.1uF
42	C27	15pF

EK-4 (Devam) Tasarlanan sürekli dalga Doppler alıcısının malzeme listesi

Çizelge 4.1. (Devam) Tasarlanan sürekli dalga Doppler alıcısının malzeme listesi

ADET	REFERANS NO	DEĞERİ
43	C28	15pF
44	L1	120nH
45	L2	120nH
46	L3	120nH
47	L4	120nH
48	L5	120nH
49	SW1	Slide switch
50	SW2	Slide switch
51	SW3	Slide switch
52	SW4	Slide switch
53	SW5	Slide switch
54	SW6	Slide switch

EK-5 AD8333 Katalog bilgi sayfaları



DC to 50 MHz, Dual I/Q Demodulator and Phase Shifter

AD8333

FEATURES

Dual integrated I/Q demodulator
16 phase select on each output (22.5° per step)
Quadrature demodulation accuracy
 Phase accuracy: $\pm 0.1^\circ$
 Amplitude balance: ± 0.05 dB
Bandwidth
 4 LO: 100 kHz to 200 MHz
 RF: dc to 50 MHz
 Baseband: determined by external filtering
Output dynamic range: 159 dB/Hz
 LO drive > 0 dBm (50 Ω); 4 LO > 1 MHz
 Supply: ± 5 V
Power consumption: 190 mW/channel (380 mW total)
 Power down

APPLICATIONS

Medical imaging (CW ultrasound beamforming)
 Phased array systems (radar and adaptive antennas)
 Communication receivers

GENERAL DESCRIPTION

The AD8333 is a dual-phase shifter and I/Q demodulator that enables coherent summing and phase alignment of multiple analog data channels. It is the first solid-state device suitable for beamformer circuits, such as those used in high performance medical ultrasound equipment featuring CW Doppler. The RF inputs interface directly with the outputs of the dual-channel, low noise preamplifiers included in the AD8332.

A divide-by-4 circuit generates the internal 0° and 90° phases of the local oscillator (LO) that drive the mixers of a pair of matched I/Q demodulators.

The AD8333 can be applied as a major element in analog beamformer circuits in medical ultrasound equipment.

The AD8333 features an asynchronous reset pin. When used in arrays, the reset pin sets all the LO dividers in the same state. Sixteen discrete phase rotations in 22.5° increments can be selected independently for each channel. For example, if CH1 is used as a reference and the RF signal applied to CH2 has an I/Q phase lead of 45° , CH2 can be phase aligned with CH1 by choosing the correct code.

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM

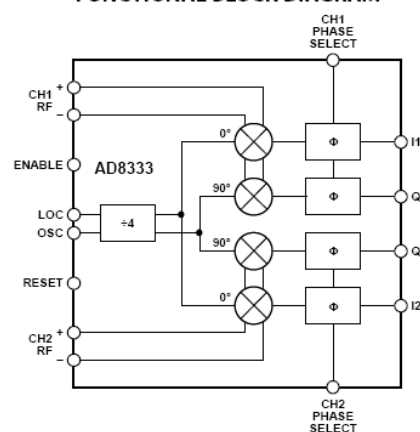


Figure 1.

Phase shift is defined by the output of one channel relative to another. For example, if the code of Channel 1 is adjusted to 0000 and that of Channel 2 to 0001 and the same signal is applied to both RF inputs, the output of Channel 2 leads that of Channel 1 by 22.5° .

The I and Q outputs are provided as currents to facilitate summation. The summed current outputs are converted to voltages by a high dynamic-range, current-to-voltage (I-V) converter, such as the AD8021, configured as a transimpedance amplifier. The resultant signal is then applied to a high resolution ADC, such as the AD7665 (16 bit/570 kSPS).

The two I/Q demodulators can be used independently in other nonbeamforming applications. In that case, a transimpedance amplifier is needed for each of the I and Q outputs, four in total for the dual I/Q demodulator.

The dynamic range is 161 dB/Hz at each I and Q output, but the following transimpedance amplifier is an important element in maintaining the overall dynamic range, and attention needs to be paid to optimal component selection and design.

The AD8333 is available in a 32-lead LFCSP (5 mm \times 5 mm) package for the industrial temperature range of -40°C to $+85^\circ\text{C}$.

AD8333

TABLE OF CONTENTS

Features	1	Summation of Multiple Channels (Analog Beamforming) ..	19
Applications.....	1	Phase Compensation and Analog Beamforming.....	19
Functional Block Diagram	1	Channel Summing	20
General Description	1	Dynamic Range Inflation	22
Revision History	2	Disabling the Current Mirror and Decreasing Noise.....	22
Specifications.....	3	Applications.....	24
Absolute Maximum Ratings.....	5	Logic Inputs and Interfaces	24
ESD Caution.....	5	Reset Input	24
Pin Configuration and Function Descriptions.....	6	Connecting to the LNA of the AD8331/ AD8332/AD8334/AD8335 VGAs.....	24
Equivalent Input Circuits	7	LO Input	25
Typical Performance Characteristics	8	Evaluation Board.....	25
Test Circuits.....	14	Outline Dimensions	27
Theory of Operation	17	Ordering Guide	27
Quadrature Generation	17		
I/Q Demodulator and Phase Shifter	17		
Dynamic Range and Noise.....	18		

REVISION HISTORY

5/07—Rev. A to Rev. B	
Changes to Features and Figure 1.....	1
Changes to Table 1	3
Changes to Figure 41 to Figure 43.....	14
Changes to Figure 44 to Figure 47.....	15
Changes to Figure 48 to Figure 51.....	16
Changes to Figure 55.....	20
Changes to Evaluation Board Section.....	25
Changes to Ordering Guide	27
5/06—Rev. 0 to Rev. A	
Changes to Figure 62.....	26
10/05—Revision 0: Initial Version	

AD8333

SPECIFICATIONS

$V_S = \pm 5\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $f_{LO} = 20\text{ MHz}$, $f_{RF} = 5.01\text{ MHz}$, $f_{BB} = 10\text{ kHz}$, $P_{LO} \geq 0\text{ dBm}$, single-ended, sine wave; per channel performance, dBm (50 Ω), unless otherwise noted (see Figure 41).

Table 1.

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
OPERATING CONDITIONS					
LO Frequency Range	4x internal LO at Pin 4LOP and Pin 4LON Square wave	0.01		200	MHz
RF Frequency Range	Sine wave, see Figure 22	2		200	MHz
Baseband Bandwidth	Mixing	DC		50	MHz
LO Input Level	Limited by external filtering	DC		50	MHz
V_{SUPPLY} (V_S)	See Figure 22		0	13	dBm
Temperature Range		± 4.5	± 5	± 6	V
		-40		+85	$^\circ\text{C}$
DEMODULATOR PERFORMANCE					
RF Differential Input Impedance			6.7 6.5		k Ω pF
LO Differential Input Capacitance			0.6		pF
Transconductance	Demodulated I_{OUT}/V_{IN} , each Ix or Qx output after low-pass filtering measured from RF inputs				
	All phases		2.17		mS
Dynamic Range	IP1dB, input referred noise (dBm)		159		dB/Hz
Maximum RF Input Swing	Differential; inputs biased at 2.5 V; Pin RFxP and Pin RFxN		2.8		V p-p
Peak Output Current (No Filtering)	0 $^\circ$ phase shift		± 4.7		mA
	45 $^\circ$ phase shift		± 6.6		mA
Input P1dB	Ref = 50 Ω		14.5		dBm
	Ref = 1 V_{RMS}		1.5		dBV
Third-Order Intermodulation (IM3)	$f_{RF1} = 5.010\text{ MHz}$, $f_{RF2} = 5.015\text{ MHz}$, $f_{LO} = 5.023\text{ MHz}$				
Equal Input Levels	Baseband tones: -7 dBm @ 8 kHz and 13 kHz		-75		dBc
Unequal Input Levels	Baseband tones: -1 dBm @ 8 kHz and -31 dBm @ 13 kHz		-77		dBc
Third-Order Input Intercept (IP3)	Same conditions as IM3		30		dBm
LO Leakage	Measured at RF inputs, worst phase, measured into 50 Ω (limited by measurement)		< -97		dBm
	Measured at baseband outputs, worst phase, 8021 disabled, measured into 50 Ω		-60		dBm
Conversion Gain	All codes, see Figure 41		4.7		dB
Input Referred Noise	Output noise/conversion gain, see Figure 41		10		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Output Current Noise	Output noise $\div 787\ \Omega$		22		pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Noise Figure	With AD8332 LNA				
	$R_S = 50\ \Omega$, $R_{FB} = \infty$		7.8		dB
	$R_S = 50\ \Omega$, $R_{FB} = 1.1\text{ k}\Omega$		9.0		dB
	$R_S = 50\ \Omega$, $R_{FB} = 274\ \Omega$		11.0		dB
Bias Current	Pin 4LOP and Pin 4LON		-3		μA
	Pin RFxP and Pin RFxN		-70		μA
LO Common-Mode Voltage Range	Pin 4LOP and Pin 4LON (each pin)	0.2		3.8	V
RF Common-Mode Voltage	For maximum differential swing; Pin RFxP and Pin RFxN (dc-coupled to AD8332 LNA output)		2.5		V
Output Compliance Range	Pin IxPO and Pin QxPO	-1.5		+0.7	V

AD8333					
Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
PHASE ROTATION PERFORMANCE					
Phase Increment	One CH is reference, other is stepped 16 phase steps per channel		22.5		Degrees
Quadrature Phase Error	I1 to Q1 and I2 to Q2, 1 σ	-2	± 0.1	+2	Degrees
I/Q Amplitude Imbalance	I1 to Q1 and I2 to Q2, 1 σ		± 0.05		dB
Channel-to-Channel Matching	Phase match I1/I2 and Q1/Q2; $-40^{\circ}\text{C} < T_A < 85^{\circ}\text{C}$ Amplitude match I1/I2 and Q1/Q2; $-40^{\circ}\text{C} < T_A < 85^{\circ}\text{C}$		± 1		Degrees
			± 0.25		dB
LOGIC INTERFACES					
Logic Level High	Pin PHxx, Pin RSET, and Pin ENBL	1.7		5	V
Logic Level Low	Pin PHxx, Pin RSET, and Pin ENBL	0		1.3	V
Bias Current					
Pin PHxx and Pin ENBL	Logic high	10	40	90	μA
	Logic low	-30	-7	+10	μA
Pin RSET	Logic high	50	120	180	μA
	Logic low	-70	-20	0	μA
Input Resistance	Pin PHxx and Pin ENBL		60		k Ω
	Pin RSET		20		k Ω
Reset Hold Time	Reset is asynchronous; clock disabled when RSET goes HI until 300 ns after RSET goes LO; see Figure 58	300			ns
Minimum Reset Pulse Width		300			ns
Reset Response Time	See Figure 35		300		ns
Phase Response Time	See Figure 38		5		μs
Enable Response Time	See Figure 34		300		ns
POWER SUPPLY					
Supply Voltage	Pin VPOS and Pin VNEG	± 4.5	± 5	± 6	V
Quiescent Current, All Phase Bits = 0	@ 25°C Pin VPOS	38	44	51	mA
	Pin VNEG	-24	-20	-16	mA
Over Temperature	$-40^{\circ}\text{C} < T_A < 85^{\circ}\text{C}$ Pin VPOS, all phase bits = 0	40		54	mA
	Pin VNEG	-24		-19	mA
Quiescent Power	Per channel, all phase bits = 0		170		mW
	Per channel, any 0 or 1 combination of phase bits		190		mW
Disable Current	All channels disabled				
	Pin VPOS	1.0	1.25	1.5	mA
	Pin VNEG	-300	-200	-100	μA
PSRR	Pin VPOS to Ix/Qx outputs (measured @ AD8021 output)		-81		dB
	Pin VNEG to Ix/Qx outputs (measured @ AD8021 output)		-75		dB

AD8333

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Table 2.

Parameter	Rating
Voltages	
Supply Voltage, V_s	6 V
RF Pins Input	V_s, GND
LO Inputs	V_s, GND
Code Select Inputs, V	V_s, GND
Thermal Data—4-Layer JEDEC Board No Air Flow (Exposed Pad Soldered to PCB)	
θ_{JA}	41.0°C/W
θ_{JB}	23.6°C/W
θ_{JC}	4.4°C/W
Ψ_{JT}	0.4°C/W
Ψ_{JB}	22.4°C/W
Maximum Junction Temperature	150°C
Maximum Power Dissipation (Exposed Pad Soldered to PC Board)	1.5 W
Operating Temperature Range	−40°C to +85°C
Storage Temperature Range	−65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 60 sec)	300°C

Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only; functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational section of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ESD CAUTION



ESD (electrostatic discharge) sensitive device.

Charged devices and circuit boards can discharge without detection. Although this product features patented or proprietary protection circuitry, damage may occur on devices subjected to high energy ESD. Therefore, proper ESD precautions should be taken to avoid performance degradation or loss of functionality.

AD8333

PIN CONFIGURATION AND FUNCTION DESCRIPTIONS

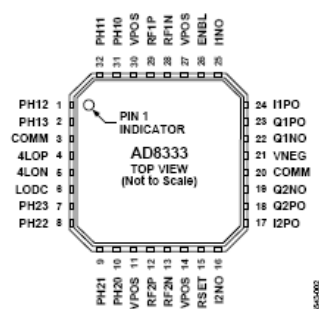


Figure 2. 32-Lead LFCSP Pin Configuration

Table 3. Pin Function Descriptions

Pin No.	Mnemonic	Description
1, 2, 7, 8	PH12, PH13 PH23, PH22	Quadrant Select LSB, MSB. Binary code. These logic inputs select the quadrant: 0° to 90°, 90° to 180°, 180° to 270°, 270° to 360° (see Table 4). Logic threshold is at about 1.5 V and therefore can be driven by 3 V CMOS logic (see Figure 3).
3, 20	COMM	Ground. These two pins are internally tied together.
4, 5	4LOP, 4LON	LO Inputs. No internal bias; therefore, these pins need to be biased by external circuitry. For optimum performance, these inputs should be driven differentially with a signal level that is not less than what is shown in Figure 22. Bias current is only $-3 \mu\text{A}$. Single-ended drive is also possible if the inputs are biased correctly (see Figure 4).
6	LODC	Decoupling Pin for LO. A $0.1 \mu\text{F}$ capacitor should be connected between this pin and ground (see Figure 5).
9, 10, 31, 32	PH21, PH20 PH10, PH11	Phase Select LSB, MSB. Binary code. These logic inputs select the phase for a given quadrant: 0°, 22.5°, 45°, 67.5° (see Table 4). Logic threshold is at about 1.5 V and therefore can be driven by 3 V CMOS logic (see Figure 3).
11, 14, 27, 30	VPOS	Positive Supply. These pins should be decoupled with a ferrite bead in series with the supply, plus a $0.1 \mu\text{F}$ and 100 pF capacitor between the VPOS pins and ground. Because the VPOS pins are internally connected, one set of supply decoupling components for all four pins should be sufficient.
12, 13, 28, 29	RF2P, RF2N RF1N, RF1P	RF Inputs. These pins are biased internally; however, it is recommended that they be biased by dc coupling to the output pins of the AD8332 LNA. The optimum common-mode voltage for maximum symmetrical input differential swing is 2.5 V if $\pm 5 \text{ V}$ supplies are used (see Figure 6).
15	RSET	Reset for Divide-by-4 in LO Interface. Logic threshold is at about 1.5 V and therefore can be driven by 3 V CMOS logic (see Figure 3).
16, 19, 22, 25	I2NO, Q2NO Q1NO, I1NO	Negative I/Q Outputs. These outputs are not connected for normal usage but can be used for filtering if needed. Together with the positive I/Q outputs, they allow bypassing the internal current mirror if a lower noise output circuit is available; VNEG needs to be tied to GND to disable the current mirror (see Figure 7).
17, 18, 23, 24	I2PO, Q2PO Q1PO, I1PO	Positive I/Q Outputs. These outputs provide a bidirectional current that can be converted back to a voltage via a transimpedance amplifier. Multiple outputs can be summed together by simply connecting them together. The bias voltage should be set to 0 V or less by the transimpedance amplifier (see Figure 7).
21	VNEG	Negative Supply. This pin should be decoupled with a ferrite bead in series with the supply, plus a $0.1 \mu\text{F}$ and 100 pF capacitor between the pin and ground.
26	ENBL	Chip Enable. Logic threshold is at about 1.5 V and therefore can be driven by 3 V CMOS logic (see Figure 3).

AD8333

EQUIVALENT INPUT CIRCUITS

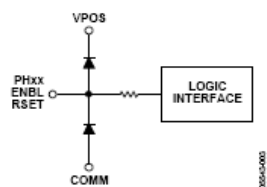


Figure 3. Logic Inputs

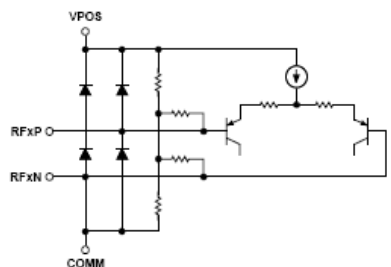


Figure 6. RF Inputs

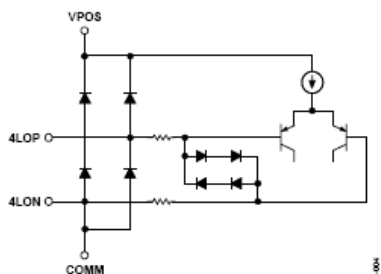


Figure 4. Local Oscillator Inputs

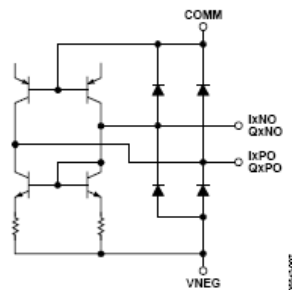


Figure 7. Output Drivers

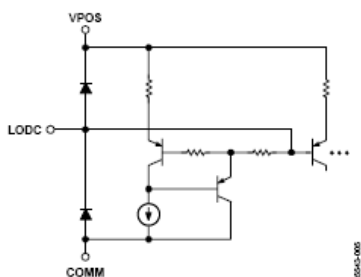


Figure 5. LO Decoupling Pin

AD8333

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

$V_s = \pm 5\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $4f_{LO} = 20\text{ MHz}$, $f_{LO} = 5\text{ MHz}$, $f_{RF} = 5.01\text{ MHz}$, $f_{BB} = 10\text{ kHz}$, $P_{LO} \geq 0\text{ dBm}$ ($50\ \Omega$); single-ended sine wave; per channel performance, differential voltages, dBm ($50\ \Omega$), phase select code = 0000, unless otherwise noted (see Figure 41).

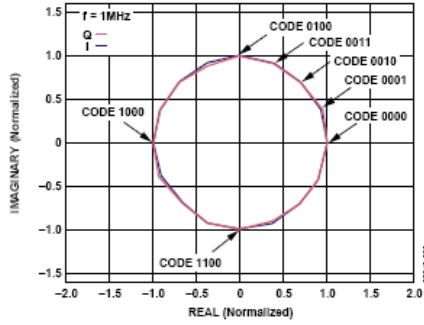


Figure 8. Normalized Vector Plot of Phase, CH2 with Respect to CH1; CH1 is Fixed at 0°, CH2 Stepped 22.5° Step, All Codes Displayed

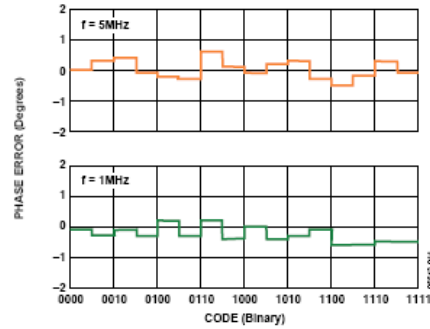


Figure 11. Phase Error of CH2 with Respect to CH1 vs. Code at 1 MHz and 5 MHz

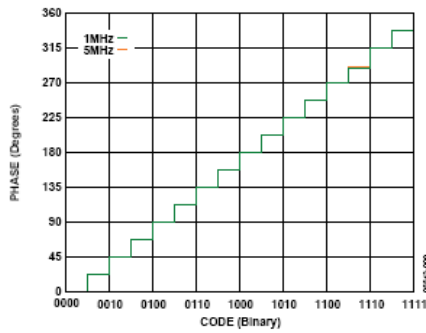


Figure 9. Phase of CH2 with Respect to CH1 vs. Code at 1 MHz and 5 MHz

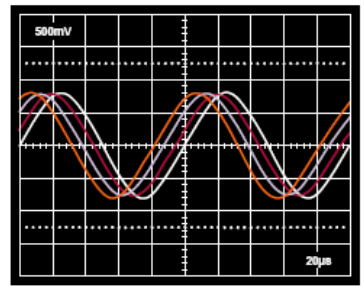


Figure 12. I or Q Output of CH2 with Respect to CH1, First Quadrant Shown

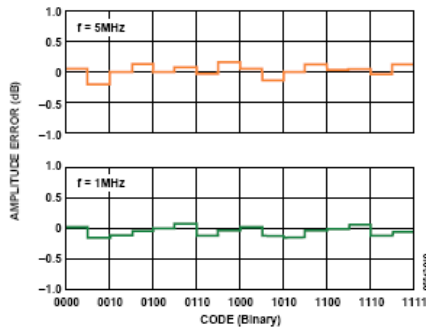


Figure 10. Amplitude Error of CH2 with Respect to CH1 vs. Code at 1 MHz and 5 MHz

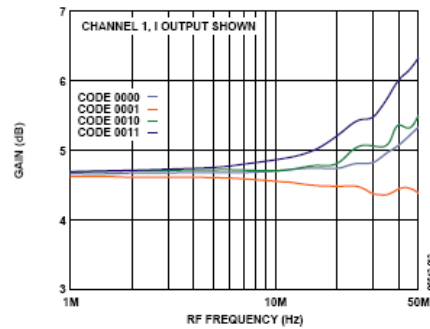


Figure 13. Conversion Gain vs. RF Frequency, First Quadrant, Baseband Frequency = 10 kHz

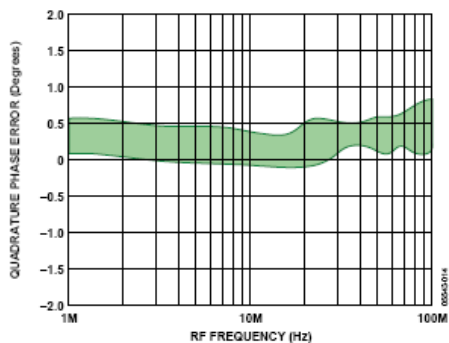


Figure 14. Representative Range of Quadrature Phase Errors vs. RF Frequency, CH1 or CH2, All Codes

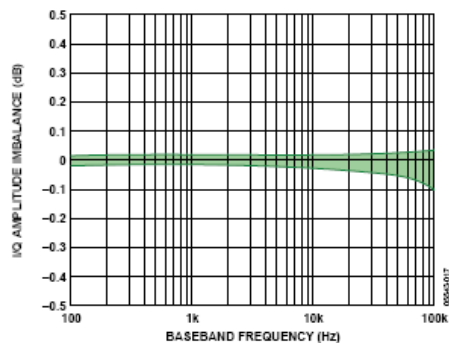


Figure 17. Representative Range of I/Q Amplitude Imbalance vs. Baseband Frequency, CH1 and CH2 (see Figure 43)

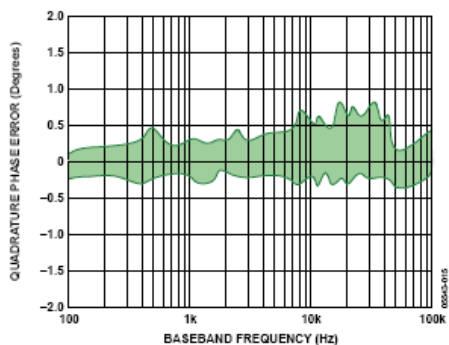


Figure 15. Range of Quadrature Phase Error vs. Baseband Frequency, CH1 and CH2 (see Figure 43)

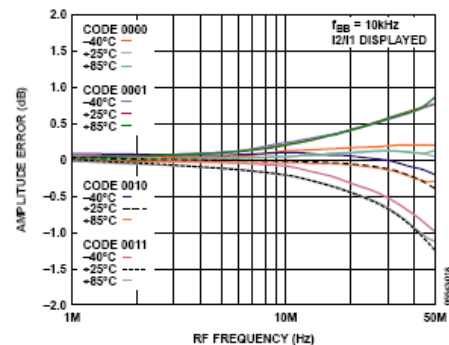


Figure 18. Typical I2/I1 or Q2/Q1 Amplitude Match vs. RF Frequency First Quadrant, at Three Temperatures

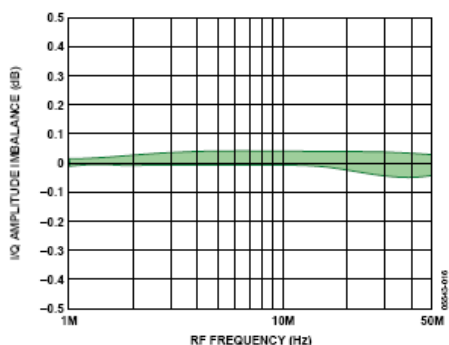


Figure 16. Representative Range of Amplitude Imbalance of I/Q vs. RF Frequency, CH1 or CH2, All Codes

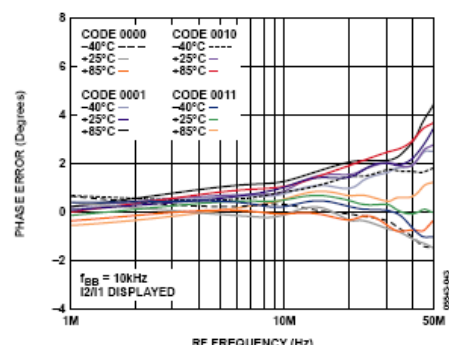


Figure 19. I2/I1 or Q2/Q1 Phase Error vs. RF Frequency, Baseband Frequency = 10 kHz, at Three Temperatures

AD8333

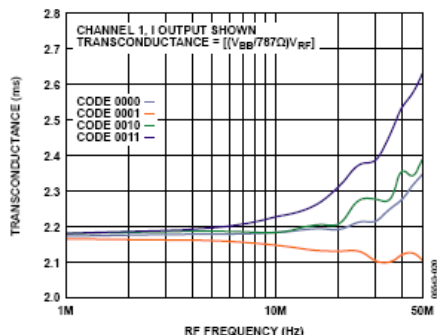


Figure 20. Transconductance vs. RF Frequency, First Quadrant

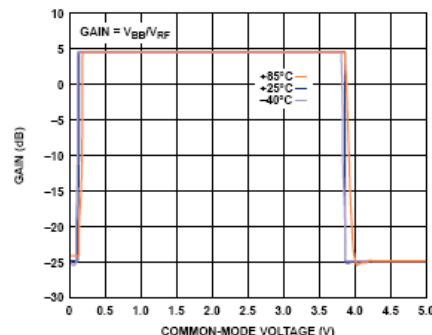


Figure 23. LO Common-Mode Range at Three Temperatures

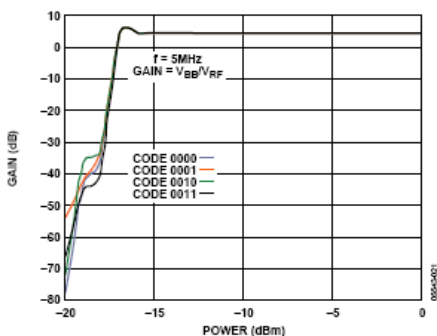


Figure 21. Conversion Gain vs. LO Level, First Quadrant

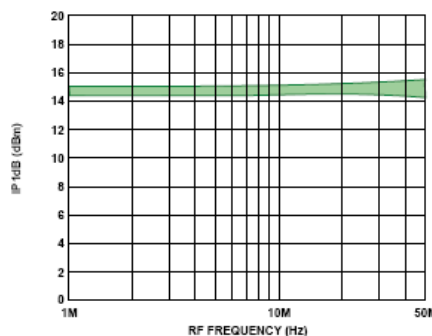


Figure 24. IP1 dB vs. Frequency, Baseband Frequency = 10 kHz, First Quadrant (see Figure 42)

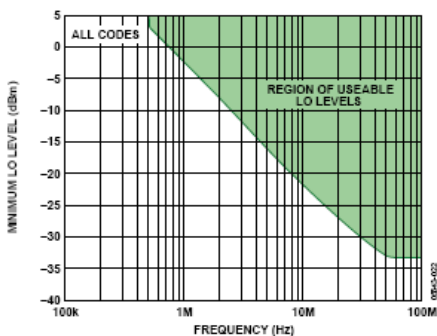


Figure 22. Minimum LO Level vs. RF Frequency, Single-Ended, Sine Wave LO Drive to Pin 4LOP or Pin 4LON

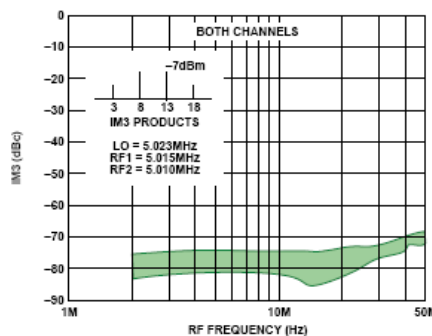


Figure 25. Representative Range of IM3 vs. RF Frequency, First Quadrant (see Figure 49)

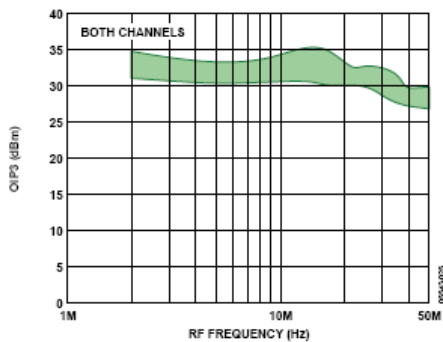


Figure 26. Representative Range of OIP3 vs. RF Frequency, First Quadrant (see Figure 49)

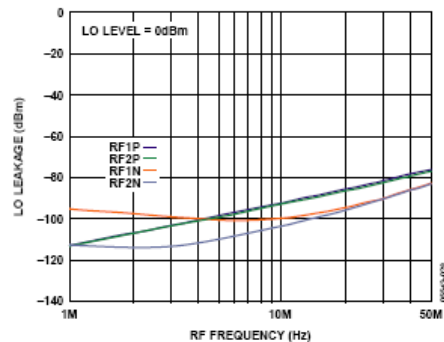


Figure 29. LO Leakage vs. RF Frequency at RF Inputs

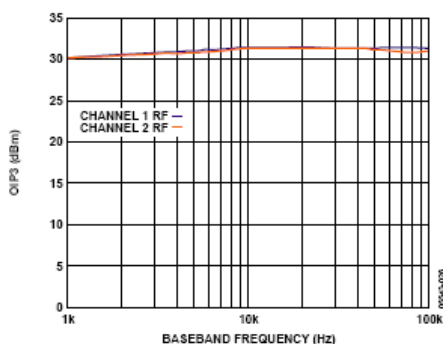


Figure 27. OIP3 vs. Baseband Frequency (see Figure 48)

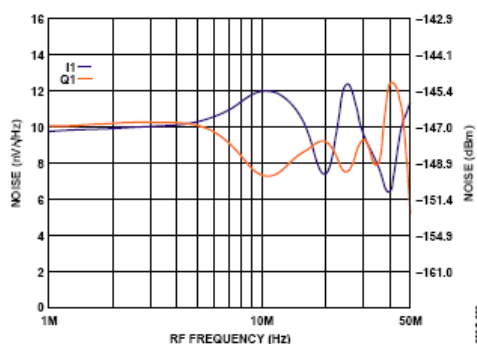


Figure 30. Input Referred Noise vs. RF Frequency

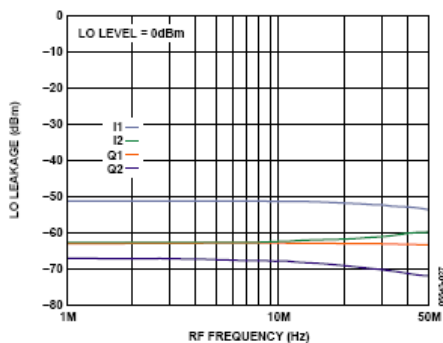


Figure 28. LO Leakage vs. RF Frequency at Baseband Outputs

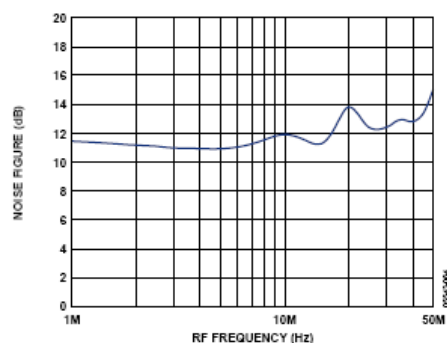


Figure 31. Noise Figure vs. RF Frequency with AD8332 LNA

AD8333

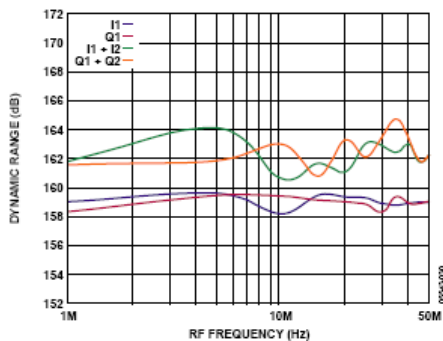


Figure 32. Dynamic Range vs. RF Frequency, 1P1dB Minus Noise Level, Single Channel and Two Channels Summed

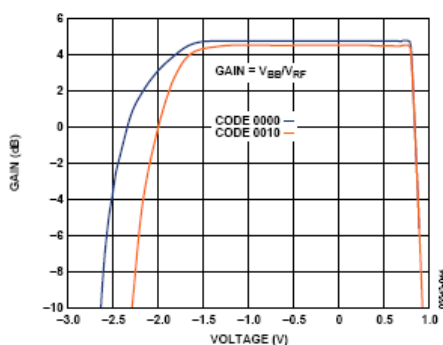


Figure 33. Output Compliance Range (IxPO, QxPO) (see Figure 50)

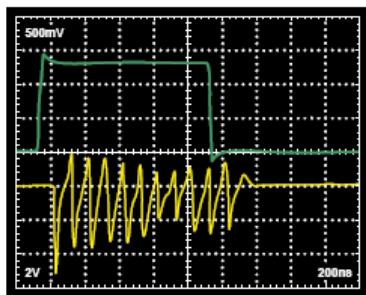


Figure 34. Enable Response—Top: Enable Signal Bottom: Output Signal (see Figure 44)

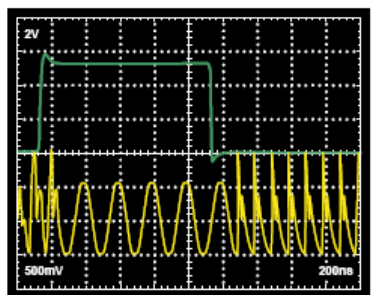


Figure 35. Reset Response—Top: Signal at Reset Pin Bottom: Output Signal (see Figure 45)

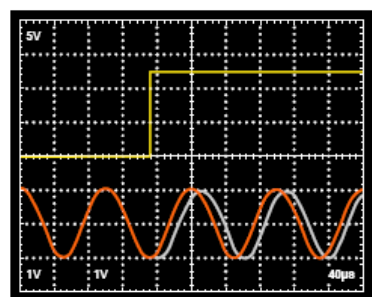


Figure 36. Phase Switching Response—CH2 Leads CH1 by 45°, Top: Input to PH21, Select Code = 0010 Red: Ref CH1 IOUT; Gray: CH2 IOUT Phase Shifted 45°, CH1 Ref Phase Select Code = 0000

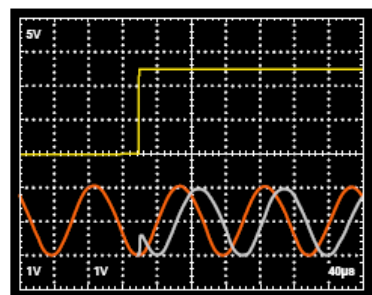


Figure 37. Phase Shifting Response—CH2 Leads CH1 by 90°, Top: Input to PH21, Select Code = 0100 Red: Ref CH1 IOUT, Gray: CH2 IOUT Phase Shifted 90°, CH1 Ref Phase Code = 0000

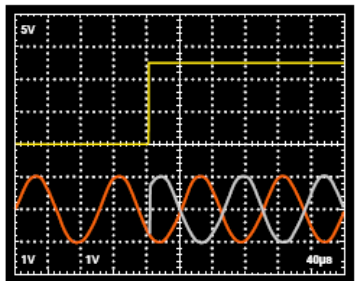


Figure 38. Phase Shifting Response—CH2 Leads CH1 by 180°,
 Top: Input to PH23 Select Code = 1000
 Red: Ref CH1 IOU, Gray: CH2 IOU Phase Shifted 180°,
 CH1 Ref Phase Code = 0000

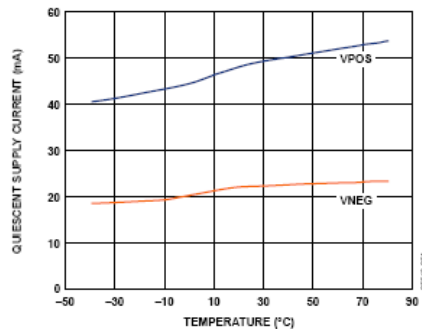


Figure 40. Quiescent Supply Current vs. Temperature

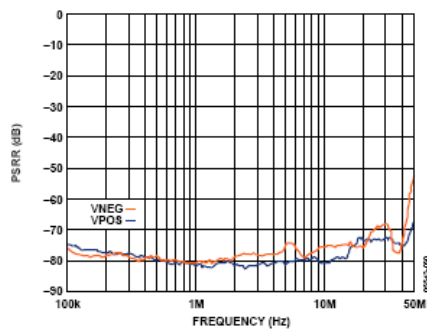


Figure 39. PSRR vs. Frequency (see Figure 51)

AD8333

TEST CIRCUITS

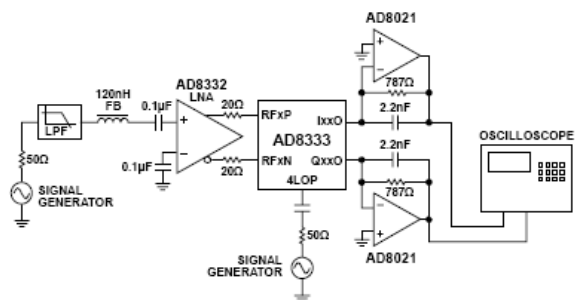


Figure 41. Default Test Circuit

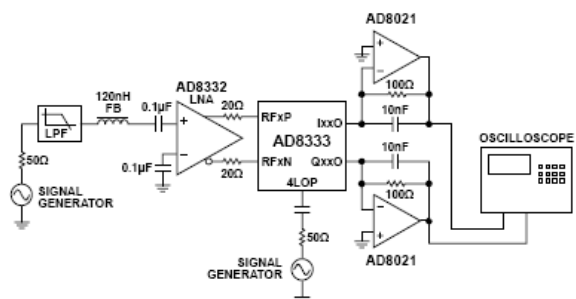


Figure 42. P1dB Test Circuit

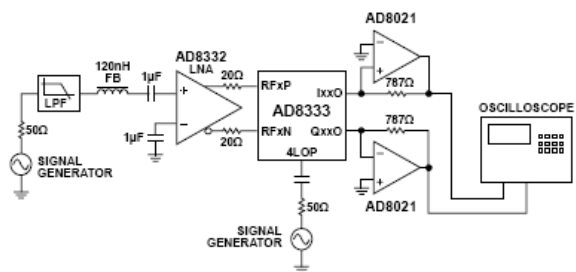


Figure 43. Phase and Amplitude vs. Baseband Frequency

AD8333

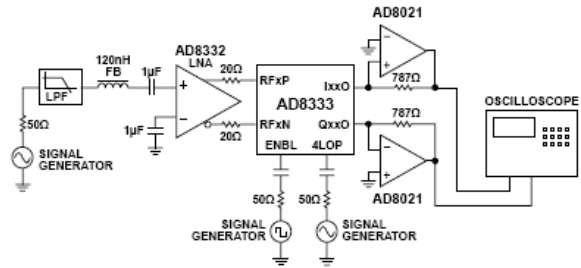


Figure 44. Enable Response

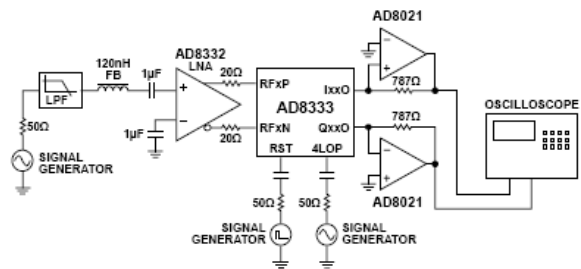


Figure 45. Reset Response

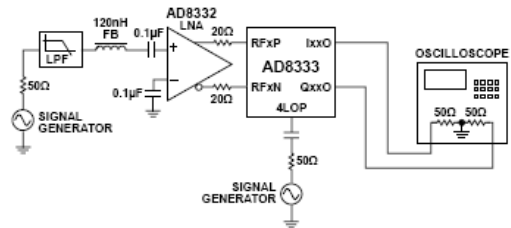


Figure 46. RF Input Range

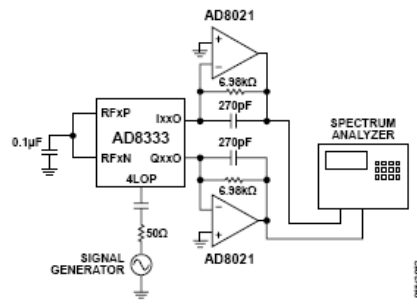


Figure 47. Noise Test Circuit

AD8333

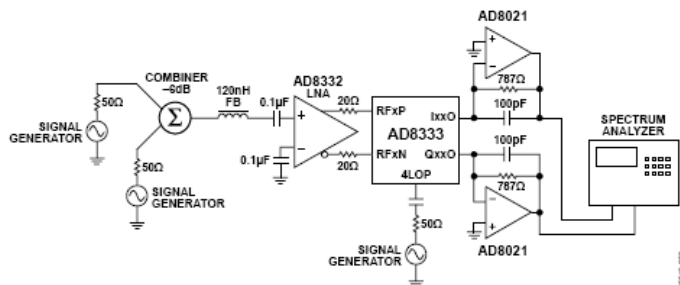


Figure 48. OIP3 vs. Baseband Frequency

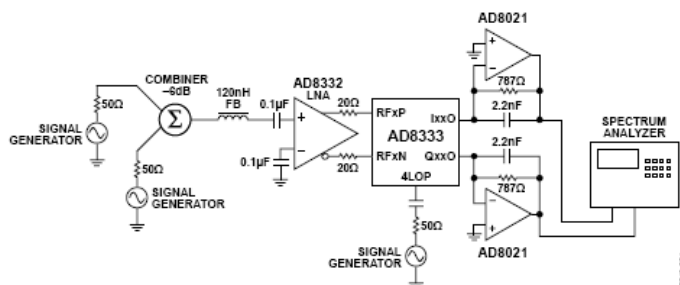


Figure 49. OIP3 and IM3 vs. RF Frequency

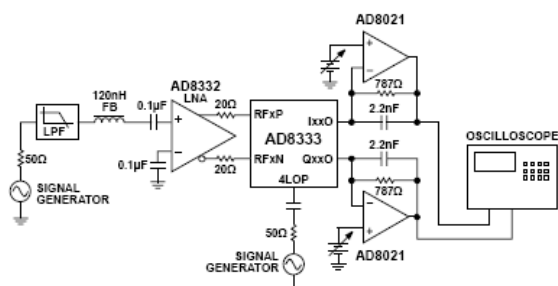


Figure 50. Output Compliance Range

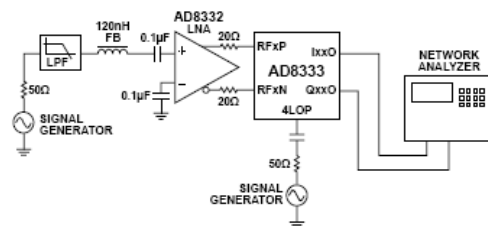


Figure 51. PSRR Test Circuit

AD8333

THEORY OF OPERATION

The AD8333 is a dual I/Q demodulator with a programmable phase shifter for each channel. The primary applications are phased array beamforming in medical ultrasound, phased array radar, and smart antennas for mobile communications. The AD8333 can also be used in applications that require two well-matched I/Q demodulators.

Figure 52 shows the block diagram and pinout of the AD8333. Three analog and nine quasi-logic level inputs are required. Two RF inputs accept signals from the RF sources and a local oscillator (applied to the differential input pins marked 4LOx) common to both channels comprise the analog inputs. Four logic inputs per channel define one of 16 delay states/ 360° (or 22.5° /step) selectable with the PHx0 to PHx3. The reset input is used to synchronize AD8333s used in arrays.

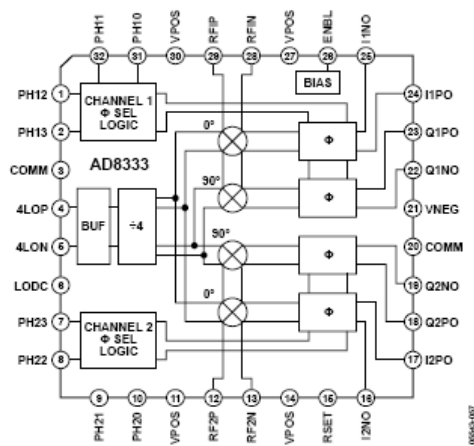


Figure 52. Block Diagram and Pinout

Each of the current formatted I and Q outputs sum together for beamforming applications. Multiple channels are summed and converted to a voltage using a transimpedance amplifier. If desired, channels can also be used individually.

QUADRATURE GENERATION

The internal 0° and 90° LO phases are digitally generated by a divide-by-4 logic circuit. The divider is dc-coupled and inherently broadband; the maximum LO frequency is limited only by its switching speed. The duty cycle of the quadrature LO signals is intrinsically 50% and is unaffected by the asymmetry of the externally connected 4LOx inputs. Furthermore, the divider is implemented such that the 4LOx signals relock the final flip-flops that generate the internal LO signals and thereby minimizes noise introduced by the divide circuitry.

For optimum performance, the 4LOx inputs are driven differentially but can also be driven single ended. A good choice for a drive is an LVDS device. The common-mode range on each pin is approximately 0.2 V to 3.8 V with nominal ± 5 V supplies.

The minimum LO level is frequency dependent (see Figure 22). For optimum noise performance, it is important to ensure that the LO source has very low phase noise (jitter) and adequate input level to assure stable mixer-core switching. The gain through the divider determines the LO signal level vs. RF frequency. The AD8333 can be operated to very low frequencies at the LO inputs if a square wave is used to drive the LO.

Beamforming applications require a precise channel-to-channel phase relationship for coherence among multiple channels. A reset pin (RSET) is provided to synchronize the 4LOx divider circuits when the AD8333s are used in arrays. The RSET pin resets the counters to a known state after power is applied to multiple AD8333s. A logic input must be provided to the RSET pin when using more than one AD8333. See the Reset Input section for more details.

I/Q DEMODULATOR AND PHASE SHIFTER

The I/Q demodulators consist of double-balanced Gilbert cell mixers. The RF input signals are converted into currents by transconductance stages that have a maximum differential input signal capability of 2.8 V p-p. These currents are then presented to the mixers, which convert them to baseband: $RF - LO$ and $RF + LO$. The signals are phase shifted according to the code applied to Pin PHx0 to Pin PHx3 (see Table 4). The phase shift function is an integral part of the overall circuit (patent pending). The phase shift listed in Column 1 of Table 4 is defined as being between the baseband I or Q channel outputs. As an example, for a common signal applied to the RF inputs of an AD8333, the baseband outputs are in phase for matching phase codes. However, if the phase code for Channel 1 is 0000 and that of Channel 2 is 0001, Channel 2 leads Channel 1 by 22.5° .

Following the phase shift circuitry, the differential current signal is converted from differential to single ended via a current mirror. An external transimpedance amplifier is needed to convert the I and Q outputs to voltages.

AD8333

Table 4. Phase Select Code for Channel-to-Channel Phase Shift

ϕ -Shift	PHx3	PHx2	PHx1	PHx0
0°	0	0	0	0
22.5°	0	0	0	1
45°	0	0	1	0
67.5°	0	0	1	1
90°	0	1	0	0
112.5°	0	1	0	1
135°	0	1	1	0
157.5°	0	1	1	1
180°	1	0	0	0
202.5°	1	0	0	1
225°	1	0	1	0
247.5°	1	0	1	1
270°	1	1	0	0
292.5°	1	1	0	1
315°	1	1	1	0
337.5°	1	1	1	1

DYNAMIC RANGE AND NOISE

Figure 53 is an interconnection block diagram of the AD8333. For optimum system noise performance, the RF input signal is provided by a very low noise amplifier, such as the LNA of the AD8332 or the preamplifier of the AD8335. In beamformer applications, the I and Q outputs of a number of receiver channels are summed (for example, the two channels illustrated in Figure 53). The dynamic range of the system increases by the factor $10\log_{10}(N)$, where N is the number of channels (assuming random uncorrelated noise.) The noise in the two channel example of Figure 53 is increased by 3 dB while the signal doubles (6 dB), yielding an aggregate SNR improvement of $(6 - 3) = 3$ dB.

Judicious selection of the RF amplifier ensures the least degradation in dynamic range. The input referred spectral voltage noise density (e_n) of the AD8333 is nominally $9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ to $10 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. For the noise of the AD8333 to degrade the system noise figure (NF) by 1 dB, the combined noise of the source and the LNA should be about twice that of the AD8333 or $18 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. If the noise of the circuitry before the AD8333 is $<18 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, the system NF degrades more than 1 dB. For example, if the noise contribution of the LNA and source is equal to the AD8333, or $9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, the degradation is 3 dB. If the circuit noise preceding the AD8333 is $1.3\times$ as large as that of the AD8333 (or about $11.7 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$), the degradation is 2 dB. For a circuit noise $1.45\times$ that of the AD8333 ($13.1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$), degradation is 1.5 dB.

To determine the input referred noise, it is important to know the active low-pass filter (LPF) values R_{FIL} and C_{FIL} , shown in Figure 53. Typical filter values (for example, those used on the evaluation board) are 787Ω and 2.2 nF and implement a 90 kHz single-pole LPF. If the RF and LO are offset by 10 kHz, the demodulated signal is 10 kHz and is passed by the LPF. The single-channel mixing gain, from the RF input to the AD8021 output (for example, $I1'$, $Q1'$) is approximately 1.7×4.7 dB. This together with the $9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ AD8333 noise results in about $15.3 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ at the AD8021 output. Because the AD8021, including the 787Ω feedback resistor, contributes another $4.4 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, the total output referred noise is about $16 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. This value can be adjusted by increasing the filter resistor while maintaining the corner frequency, thereby increasing the gain. The factor limiting the magnitude of the gain is the output swing and drive capability of the op amp selected for the I-to-V converter, in this instance the AD8021.

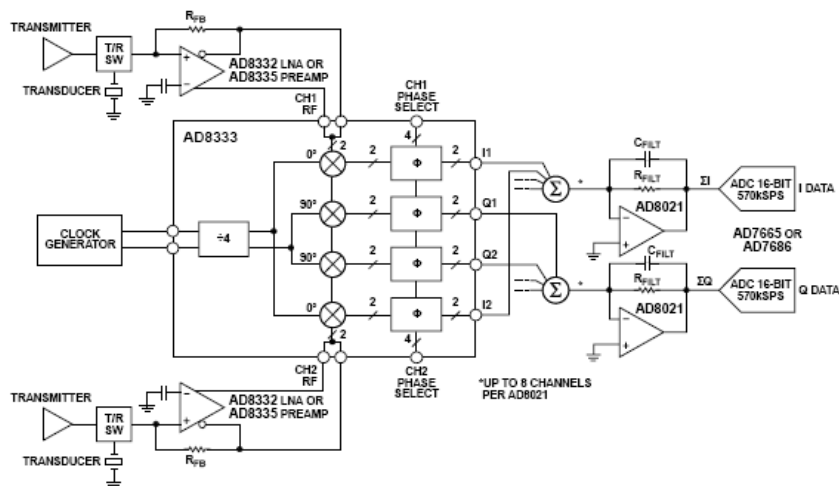


Figure 53. Interconnection Block Diagram

6681A308

SUMMATION OF MULTIPLE CHANNELS (ANALOG BEAMFORMING)

Beamforming, as applied to medical ultrasound, is defined as the phase alignment and summation of signals generated from a common source but received at different times by a multielement ultrasound transducer. Beamforming has two functions: it imparts directivity to the transducer, enhancing its gain, and it defines a focal point within the body from which the location of the returning echo is derived. The primary application for the AD8333 is in analog beamforming circuits for ultrasound.

PHASE COMPENSATION AND ANALOG BEAMFORMING

Modern ultrasound machines used for medical applications employ a 2^N binary array of receivers for beamforming, with typical array sizes of 16 or 32 receiver channels phase-shifted and summed together to extract coherent information. When used in multiples, the desired signals from each of the channels can be summed to yield a larger signal (increased by a factor N , where N is the number of channels), while the noise is increased by the square root of the number of channels. This technique enhances the signal-to-noise performance of the machine. The critical elements in a beamformer design are the means to align the incoming signals in the time domain, and the means to sum the individual signals into a composite whole.

In traditional analog beamformers incorporating Doppler, a V-to-I converter per channel and a crosspoint switch precede passive delay lines used as a combined phase shifter and summing circuit. The system operates at the receive frequency (RF) through the delay line, and then the signal is downconverted by a very large dynamic range I/Q demodulator.

The resultant I and Q signals are filtered and sampled by two high resolution ADCs. The sampled signals are processed to extract the relevant Doppler information.

Alternatively, the RF signal can be processed by downconversion on each channel individually, phase shifting the downconverted signal, and then combining all channels. The AD8333 provides the means to implement this architecture. The downconversion is done by an I/Q demodulator on each channel, and the summed current output is the same as in the delay line approach. The subsequent filters after the I-to-V conversion and the ADCs are similar.

The AD8333 integrates the phase shifter, frequency conversion, and I/Q demodulation into a single package and directly yields the baseband signal. To illustrate, Figure 54 is a simplified diagram showing two channels. The ultrasound wave USW is received by two transducer elements, TE1 and TE2, in an ultrasound probe and generates signals E1 and E2. In this example, the phase at TE1 leads the phase at TE2 by 45° .

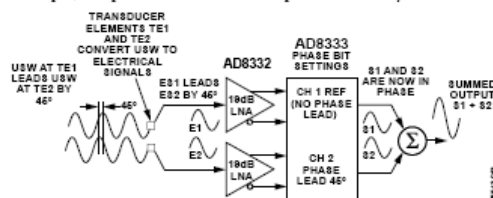


Figure 54. Simplified Example of the AD8333 Phase Shifter

In a real application, the phase difference depends on the element spacing, λ (wavelength), speed of sound, angle of incidence, and other factors. The signals ES1 and ES2 are amplified 19 dB by the low noise amplifiers in the AD8333. For optimum signal-to-noise performance, the output of the LNA is applied directly to the input of the AD8333. To sum the signals ES1 and ES2, ES2 is shifted 45° relative to ES1 by setting the phase code in Channel 2 to 0010. The phase-aligned current signals at the output of the AD8333 are summed in an I-to-V converter to provide the combined output signal with a theoretical improvement in dynamic range of 3 dB for the sum of two channels.

AD8333

CHANNEL SUMMING

In a beamformer using the AD8333, the bipolar currents at the I and Q outputs are summed directly. Figure 55 illustrates 16 summed channels (for clarity shown as current sources) as an example of an active current summing circuit using the AD8333, AD8021s as first-order current summing circuits, and AD797s as low noise second-order summing circuits. Beginning with the op amps, there are a few important considerations in the circuit shown in Figure 55.

The op amps selected for the first-order summing amplifiers must have good frequency response over the full operating frequency range of the AD8333s and be able to source the current required at the AD8333 I and Q outputs.

The total current of each of the AD8333s is 6.6 mA for the multiples of the 45° phase settings (Code 0010, Code 0110, Code 1010, and Code 1110) and divided about equally between the baseband frequencies (including a dc component) and the second harmonic of the local oscillator frequency. The desired CW signal tends to be much less (<40 dB) than the unwanted interfering signals. When determining the large signal

requirements of the first-order summing amplifiers and low-pass filters, the very small CW signal can be ignored. The number of channels that can be summed is limited by the output drive current capacity of the op amp selected: 60 mA to 70 mA for a linear output current for ± 5 V and ± 12 V, respectively, for the AD8021. Because the AD8021 implements an active LPF together with R1x and C1x, it must absorb the worst-case current provided by the AD8333, for example, 6.6 mA. Therefore, the maximum number of channels that the AD8021 can sum is 10 for ± 12 V or eight for ± 5 V supplies.

In practical applications, CW channels are used in powers of two, thus the maximum number per AD8021 is eight.

Another consideration for the op amp selected as an I-to-V converter is the compliance voltage of the AD8333 I and Q outputs. The maximum compliance voltage is 0.5 V, and a dc bias must be provided at these pins. The AD8021 active LPF satisfies these requirements; it keeps the outputs at 0 V via the virtual ground at the op amp inverting input while providing any needed dc bias current.

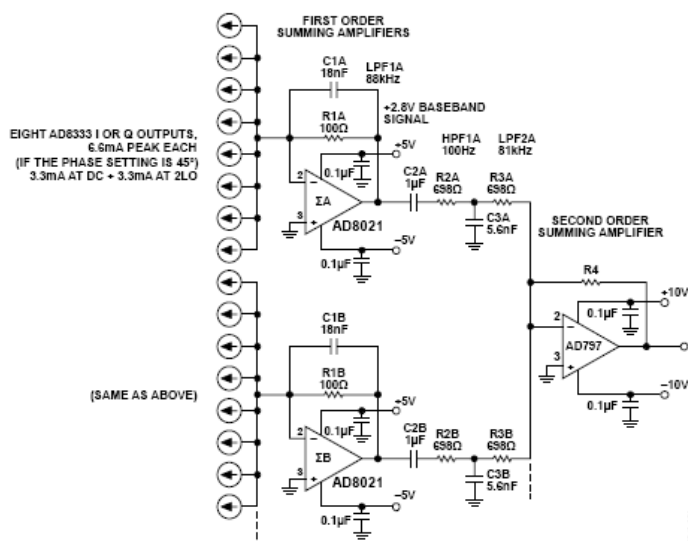


Figure 55. A 16-Channel Beamformer

AD8333

As previously noted, a typical CW signal has a large dc and very low frequency component compared to its desired low CW Doppler baseband frequency, and another unwanted component at the $2 \times \text{LO}$. The dc component flows through the gain resistors $R1x$, while the $2 \times \text{LO}$ flows through the capacitors $C1x$. The smaller desired CW Doppler baseband signal is in the frequency range of 1 kHz to 50 kHz.

Because the output current of the AD8333 contains the baseband frequency, a dc component, and the $2 \times \text{LO}$ frequency voltages, the desired small amplitude baseband signal must be extracted after a series of filters. These are shown in Figure 55 as LPF_n, HPF_n, and gain stages.

Before establishing the value of C_{LPF1} , the resistor R_{LPF1} is selected based on the peak operating current and the linear range of the op amp. Because the peak current for each AD8333 is 6.6 mA and there are eight channels to be summed, the total peak current required is 52.8 mA. Approximately half of this current is dc and the other half at a frequency of $2 \times \text{LO}$. Therefore, about 26.4 mA flows through the resistor while the remaining 26.4 mA flows through the capacitor. $R1$ was selected as 100 Ω and, after filtering, generates a peak dc and very low frequency voltage of 2.64 V at the AD8021 output. For power supplies of ± 5 V, 100 Ω is a good choice for $R1$.

However, because the CW signal needs to be amplified as much as possible and the noise degradation of the signal path minimized, the value of $R1$ should be as large as possible. A larger supply helps in this regard, and the only factor limiting the largest supply voltage is the required power.

For a ± 10 V supply on the AD8021, $R1$ can be increased to 301 Ω and realize the same headroom as with a ± 5 V supply. If a higher value of $R1$ is used, $C1$ must be adjusted accordingly (in this example 1/3 the value of the original value) to maintain the desired LPF roll-off. The principal advantage of a higher supply is greater dynamic range, and the trade-off is power consumption. The user must weigh the trade-offs associated with the supply voltage, $R1$, $C1$, and the following circuitry. A suggested design sequence is:

- Select a low noise, high speed op amp. The spectral density noise (e_n) should be $< 2 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ and the 3 dB BW $\geq 3 \times$ the expected maximum $2 \times \text{LO}$ frequency.
- Divide the maximum linear output current by 6.6 mA to determine the maximum number of AD8333 channels that can be summed.
- Select the largest value of $R1$ that permits the output voltage swing within the power supply rails.
- Calculate the value of $C1$ to implement the LPF corner that allows the CW Doppler signal to pass with maximum attenuation of the $2 \times \text{LO}$ signal.

The filter LPF1 establishes the upper frequency limit of the baseband frequency and is selected well below the $2 \times \text{LO}$ frequency, typically 100 kHz or less, or, as an example, 88 kHz as shown in Figure 55.

A useful equation for calculating $C1$ is

$$C1 = \frac{1}{2\pi R1 f_{LPF1}} \quad (1)$$

As previously mentioned, the AD8333 output current contains a dc current component. This dc component is converted to a large dc voltage by the AD8021 LPF. Capacitor $C2$ filters this dc component and, with $R2 + R3$, establishes a high-pass filter with a low frequency cutoff of about 100 Hz. Capacitor $C3$ is much smaller than $C2$ and, consequently, can be neglected. $C2$ can be calculated by

$$C2 = \frac{1}{2\pi(R2 + R3)f_{HPF1}} \quad (2)$$

To achieve maximum attenuation of the $2 \times \text{LO}$ frequency, a second low-pass filter, LPF2, is established using the parallel combination of $R2$ and $R3$, and $C3$. Its -3 dB frequency is

$$f_{LPF2} = \frac{1}{2\pi(R2 || R3)C3} \quad (3)$$

In the example shown in Figure 55, $f_{LPF2} = 81$ kHz.

Finally, the feedback resistor of the AD797 must be calculated. This is a function of the input current (number of channels) and the supply voltage.

The second-order summing amplifier requires a very low noise op amp, such as the AD797, with $0.9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, because the amplifier gain is determined by Feedback Resistor $R4$ divided by the parallel combination of the LPF2 resistors seen looking back toward the AD8021s. Referring to Figure 55, the AD797 inband (100 Hz to 88 kHz) gain is expressed as

$$\frac{R4}{[(R2A + R3A) || (R2B + R2B)]} \quad (4)$$

The AD797 noise gain can increase to unacceptable levels because the denominator of the gain equation is the parallel resistance of all the $R2 + R3$ resistors in the AD8021 outputs. For example, for a 64-channel beamformer, the resistance seen looking back toward the AD8021s is about $1.4 \text{ k}\Omega/8 = 175 \Omega$. For this reason, the value of $(R2x + R3x)$ should be as large as possible to minimize the noise gain of the AD797. (Note that this is the case for the AD8021 stages because they look back into the high impedance current sources of the AD8333s.)

Due to these considerations, it is advantageous to increase the gain of the AD8021s as much as possible because the value of $(R2x + R3x)$ can be increased proportionally. Resistors $(R2x + R3x)$ convert the CW voltages to currents that are summed at the inverting inputs of the AD797 op amp and amplified and converted to voltages by $R4$.

AD8333

The value of R4 needs to be chosen iteratively as follows:

- Determine the number of AD8021 first-order summing amplifiers. In Figure 55, there are two; for a 32-channel beamformer, there would be four, and for a 64-channel beamformer, there would be eight.
- Determine the output noise after the AD8021s. A first-order calculation can be based on a value of AD8333 output current noise of about $20 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$. For the values in Figure 55, this result is about $6 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ for eight channels after the AD8021s. Adding the noise of the AD8021 and the $100 \text{ } \Omega$ feedback resistor results in about $6.5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ total noise after the AD8021 LPF in the CW Doppler band.
- Determine the noise of the circuitry after the AD797 and the desired signal level.
- Determine the voltage and current noise of the second-order summing amplifiers.
- Choose a value for R2x + R3x and for R4. Determine the resulting output noise after the AD797 for one channel and then multiply by the square root of the number of summed AD8021s. Next, check AD797 output noise (both current and voltage noise). Ideally, the sum of the noise of the resistors and the AD797 is less than a factor-of-3 than the noise due to the AD8021 outputs.
- Check the following stages output noise against the calculated noise from the combiner circuit and AD8333s; ideally the noise from the following stage should be less than 1/3 of the calculated noise.
- If the combined noise is too large, experiment with increasing/decreasing values for R2x + R3x and R4.

To simplify, the user can also simulate or build a combiner circuit for optimum performance. It should be noted that the $\sim 20 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ out of the AD8333 is for the AD8333 with shorted RF inputs. In an actual system, the current noise out of the AD8333 is most likely dominated by the noise from the AD8332 LNA and the noise from the source and other circuitry before the LNA. This helps ease the design of the combiner. The preceding procedures for determining the optimum values for the combiner are based on the noise floor of the AD8333 only.

As an example, for a 32-channel beamformer using four low-pass filters, as shown in Figure 55, $(R2x + R3x) = 1.4 \text{ k}\Omega$ and $R4 = 6.19 \text{ k}\Omega$. The theoretical noise increase of \sqrt{N} is degraded by only about 1 dB.

DYNAMIC RANGE INFLATION

Although all 64 channels could theoretically be summed together at a single amplifier, it is important to realize that the dynamic range of the summed output increases by $10 \times \log_{10}(N)$ if all channels have uncorrelated noise, where N is the number of channels to be summed.

The summed signal level increases by a factor of N while the noise increases only as \sqrt{N} . In the case of 64 channels, this is an increase in dynamic range of 18 dB. Note that the AD8333 dynamic range is already about 160 dB/Hz; the summed dynamic range is 178 dB/Hz (equivalent to about 29.5 b/Hz). In a 50 kHz noise bandwidth, this is 131 dB (21.7 bits).

DISABLING THE CURRENT MIRROR AND DECREASING NOISE

The noise contribution of the AD8333 can potentially be reduced if the current mirrors that convert the internal differential signals to single ended are bypassed (see Figure 56). Current mirrors interface to the AD8021 I-V converters shown in Figure 53, and output capacitors across the positive and negative outputs provide low-pass filtering. The AD8021s force the AD8333 output voltage to 0 V and process the bipolar output current; however, the internal current mirrors introduce a significant amount of noise. This noise can be reduced if they are disabled and the outputs externally biased.

The mirrors are disabled by connecting VNEG to ground and providing external bias networks, as shown in Figure 56. The larger the drop across the resistors, the less noise they contribute to the output; however, the voltage on the IxxO and QxxO nodes cannot exceed 0.5 V. Voltages exceeding approximately 0.7 V turn on the PNP devices and forward bias the ESD protection diodes. Inductors provide an alternative to resistors, enabling reduced static power by eliminating the power dissipation in the bias resistors.

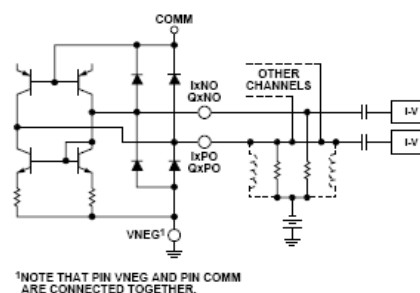


Figure 56. Bypassing the Internal Current Mirrors

With inductors, the main limitation might be low frequency operation, as is the case in CW Doppler in ultrasound where the frequency range of interest goes from a few hundred Hertz to about 30 kHz. In addition, it is still important to provide enough gain through the I-to-V circuitry to ensure that the bias resistor and I-to-V converter noise do not contribute significantly to the noise from the AD8333 outputs. Another approach could be to provide a single external current mirror that combines all channels; it would also be possible to implement a high-pass filter with this circuit to help with offset and low frequency reduction.

AD8333

The main disadvantage of the external bias approach is that now two I-V amplifiers are needed because of the differential output (see Figure 56). For beamforming applications, the outputs would still be summed as before, but now there is twice the number of lines. Only two bias resistors are needed for all outputs that are connected together. The resistors are scaled by dividing the value of a single output bias resistor through N , the number of channels connected in parallel. The bias current depends on the phase selected: for phase 0° , this is about 2.5 mA per side, while in the case of 45° , this is about 3.5 mA per side. The bias resistors should be chosen based on the larger bias current value of 3.5 mA and the chosen VNEG. VNEG should be at least -5 V and can be larger for additional noise reduction.

Excessive noise or distortion at high signal levels degrades the dynamic range of the signal. Transmitter leakage and echoes from slow moving tissue generate the largest signal amplitudes in ultrasound CW Doppler mode and are largest near dc and at low frequencies. A high-pass filter introduced immediately following the AD8333 reduces the dynamic range. This is shown by the two coupling capacitors after the external bias resistors in Figure 56. Users have to determine what is acceptable in their particular application. Care must be taken in designing the external circuitry to avoid introducing noise via the external bias and low frequency reduction circuitry.

AD8333

APPLICATIONS

The AD8333 is the key component of a phase-shifter system that aligns time-skewed information contained in RF signals. Combined with a variable gain amplifier (VGA) and low noise amplifier (LNA), the AD8333 forms a complete analog receiver for a high performance ultrasound system. Figure 57 is a block diagram of a complete receiver using the AD8333 and the AD8332 family.

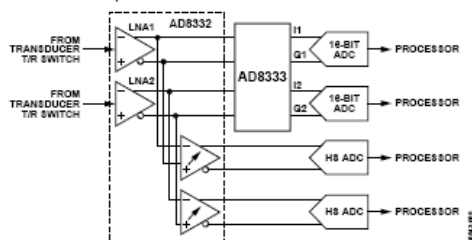


Figure 57. Block Diagram—Ultrasound Receiver Using the AD8333 and AD8332 LNA

As a major element of an ultrasound system, it is important to consider the many I/O options of the AD8333 necessary to perform its intended function. Figure 61 shows the basic connections.

LOGIC INPUTS AND INTERFACES

The logic inputs of the AD8333 are all bipolar-level sensitive inputs. They are not edge triggered, nor are they to be confused with classic TTL or other logic family input topologies. The voltage threshold for these inputs is $V_{POS} \times 0.3$, so for a 5 V supply the threshold is 1.5 V, with a hysteresis of ± 0.2 V. Although the inputs are not of themselves logic inputs, any 5 V logic family can drive them.

RESET INPUT

The RSET pin is used to synchronize the LO dividers in AD8333 arrays. Because they are driven by the same internal LO, the two channels in any AD8333 are inherently synchronous. However, when multiple AD8333s are used, it is possible that their dividers wake up in different phase states. The function of the RSET pin is to phase align all the LO signals in multiple AD8333s.

The $4 \times$ LO divider of each AD8333 can initiate in one of four possible states: 0° , 90° , 180° , or 270° . The internally generated I/Q signals of each AD8333 LO are always at a 90° angle relative to each other, but a phase shift can occur during power-up between the internal LOs of the different AD8333s.

The RSET pin provides an asynchronous reset of the LO dividers by forcing the internal LO to hang. This mechanism also allows the measurement of nonmixing gain from the RF input to the output.

The rising edge of the active high RSET pulse can occur at any time; however, the duration must be ≥ 300 ns minimum (t_{PW-MIN}). When the RSET pulse transitions from high to low, the LO dividers are reactivated; however, there is a short delay until the divider recovers to a valid state. To guarantee synchronous operation of an array of AD8333s, the 4 LO clock must be disabled when the RSET transitions high and remain disabled for at least 300 ns after RSET transitions low.

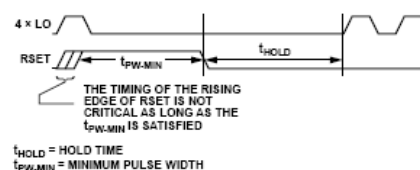


Figure 58. Timing of the RSET Signal to 4 LO

Synchronization of multiple AD8333s can be checked as follows:

- Set the phase code of all AD8333 channels the same, for example, 0000.
- Apply a test signal to a single channel that generates a sine wave in the baseband output and measure the output.
- Apply the same test signal to all channels simultaneously and measure the output.
- Since all the phase codes of the AD8333s are the same, the combined signal should be N times bigger than the single channel. The combined signal is less than N times one channel if any of the LO phases of individual AD8333s are in error.

CONNECTING TO THE LNA OF THE AD8331/AD8332/AD8334/AD8335 VGAs

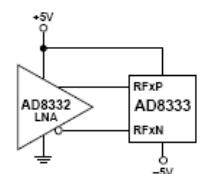


Figure 59. Connecting the AD8333 to the LNA of an AD8332

The RFxx inputs (Pin 12, Pin 13, Pin 28, and Pin 29) are optimized for maximum dynamic range when dc-coupled to the differential output pins of the LNA of the AD8331/AD8332/AD8334 or the AD8335 series of VGAs and can be connected directly, as shown in Figure 59.

AD8333

If amplifiers other than the AD8332 LNA are connected to the input, attention must be paid to their bias and drive levels. For maximum input signal swing, the optimum bias level is 2.5 V, and the RF input must not exceed 5 V to avoid turning on the ESD protection circuitry. If ac coupling is used, a bias circuit, such as that illustrated in Figure 60, is recommended. An internal bias network is provided; however, additional external biasing can center the RF input at 2.5 V.

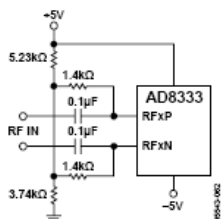


Figure 60. AC Coupling the AD8333 RF Input

LO INPUT

The LO input is a high speed, fully differential, analog input that responds to differences in the input levels (and not logic levels). The LO inputs can be driven with a low common-mode voltage amplifier, such as the National Semiconductor DS90C401 LVDS driver.

The graphs shown in Figure 22 and Figure 23 show the range of common-mode voltages and useable LO levels when the LO input is driven with a single-ended sine wave. Logic families, such as TTL or CMOS, are unsuitable for direct coupling to the LO input.

EVALUATION BOARD

Figure 62 is the evaluation board schematic. Consult the AD8333-EVAL data sheet for further details.

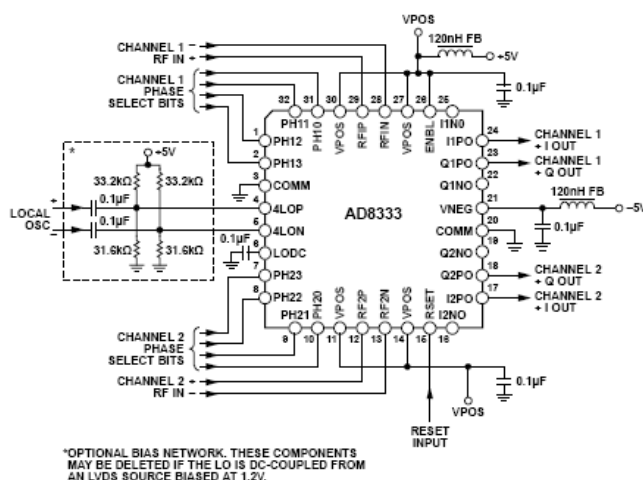
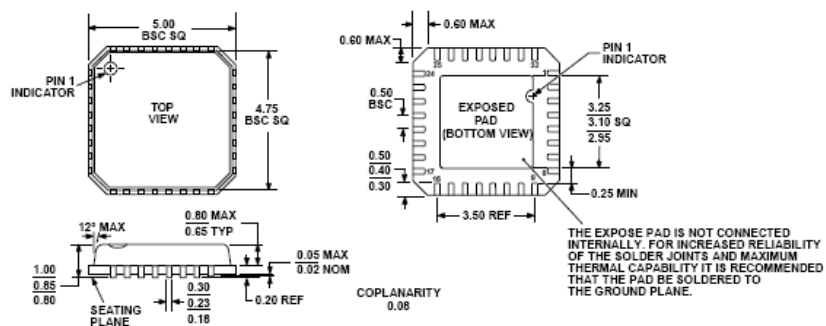


Figure 61. AD8333 Basic Connections

0803000

AD8333

OUTLINE DIMENSIONS



ORDERING GUIDE

Model	Temperature Range	Package Description	Package Option
AD8333ACPZ ¹	-40°C to +85°C	32-Lead Lead Frame Chip Scale Package [LFCSP_VQ]	CP-32-2
AD8333ACPZ-REEL ¹	-40°C to +85°C	32-Lead Lead Frame Chip Scale Package [LFCSP_VQ]	CP-32-2
AD8333ACPZ-REEL ⁷	-40°C to +85°C	32-Lead Lead Frame Chip Scale Package [LFCSP_VQ]	CP-32-2
AD8333ACPZ-WP ^{1,2}	-40°C to +85°C	32-Lead Lead Frame Chip Scale Package [LFCSP_VQ]	CP-32-2
AD8333-EVALZ ¹		Evaluation Board	

¹ Z = RoHS Compliant Part.² WP = Waffle pack.

ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Soyadı, Adı : DEMİRCİ Ayla
Uyruğu : T.C.
Doğum tarihi ve yeri : 27.09.1980 Bulgaristan
Medeni Hali : Evli
Telefon : 0(228) 314 00 49
Fax : 0(228) 314 60 32
e-mail : aylademirci@gmail.com

Eğitim

Derece

Lisans

Lise

Eğitim Birimi

Gazi Üniversitesi / Elektronik Öğrt.

Tophane Anadolu Meslek Lisesi

Mezuniyet tarihi

2005

2000

İş Deneyimi

Yıl

2006-

Yer

Bozüyük Endüstri Meslek Lisesi

Görev

Öğretmen

Yabancı dil

İngilizce

Hobiler

Kitap okumak, resim yapmak, seyahat etmek