

به نام خدا



پروژه درس اندازه گیری و سیستم های کنترل

**اندازه گیری زاویه محل ضربه در یک صفحه دو بعدی**

اعضای گروه:

عرفان رادفر      شماره دانشجویی : 99109603

ریحانه نیکوبیان      شماره دانشجویی : 99106747

استاد درس : جناب آقای دکتر حسین نجات

دستیار درس : جناب آقای مهندس مساح

بهار 1402

## فهرست

2.....	مقدمه و شرح مسئله
3.....	قطعات سامانه
3.....	میکروفون MAX9814
4.....	نمایشگر دیجیتال OLED 0.96
5.....	برد Arduino UNO SMD
6.....	چیدمان مدار
7.....	الگوریتم های سامانه و حالت های آزمایش شده
7.....	اختلاف زمان بر حسب مجموعه مربعات هر داده
8.....	اختلاف فاز بر اساس DFT
10.....	روش NHA
11.....	جزئیات روش NHA
11.....	Steepest descent method
14.....	تست محصول
15.....	جمع بندی
16.....	منابع

## مقدمه و شرح مسئله

در یک سطح صفحه ای دو میکروفون موجود است و ضربه ای بر روی آن صفحه رخ می دهد؛ هدف از این پروژه آن است که از اختلاف زمان رسیدن امواج صوتی به دو میکروفون، مطابق شکل، زاویه محل ضربه نسبت به نقطه منصف خط واصل بین میکروفون ها بدست آید.

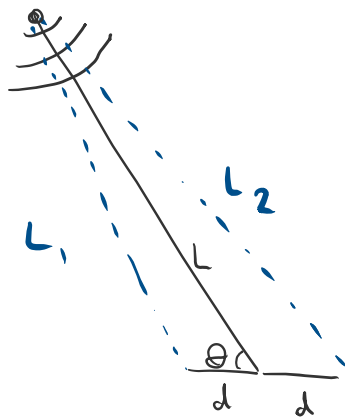


برای محاسبه اختلاف زمان دو سنسور، روش های متنوعی با سرعت عملکرد مختلف و دقت های متفاوت وجود دارد. این روش ها به ترتیب در این پروژه آزمایش شده و صحت و دقت آن ها بررسی شده است. اما قبل از آن باید بدانیم که با چه روشی می توان از اختلاف زمان رسیدن دو موج، به زاویه رسیدن آن پی برد.

شکلی مانند تصویر پایین فرض می کنیم. همچنین در نظر میگیریم که  $d \ll L$  باشد. داریم

$$L_1^2 = L^2 + d^2 - 2Ld \cos \theta$$

$$L_2^2 = L^2 + d^2 + 2Ld \cos \theta$$



$$340 \text{ m/s}$$

سرعت  
صوت

$$c \tau = \sqrt{L^2 + d^2 + 2Ld \cos \theta} - \sqrt{L^2 + d^2 - 2Ld \cos \theta}$$

اختلاف

زمان رسیدن

در موج

$$c \tau = L \left\{ \sqrt{1 + \left(\frac{d}{L}\right)^2 + \frac{2d}{L} \cos \theta} - \sqrt{1 + \left(\frac{d}{L}\right)^2 - \frac{2d}{L} \cos \theta} \right\}$$

$$\frac{d}{L} \ll 1 \rightarrow c \tau = L \left\{ 1 + \frac{1}{2} \frac{2d}{L} \cos \theta - \left( 1 - \frac{1}{2} \frac{2d}{L} \cos \theta \right) \right\}$$

$$c\tau = L \times \frac{2d}{L} \cos\theta = 2d \cos\theta \rightarrow \cos\theta = \frac{c}{2d} \tau$$

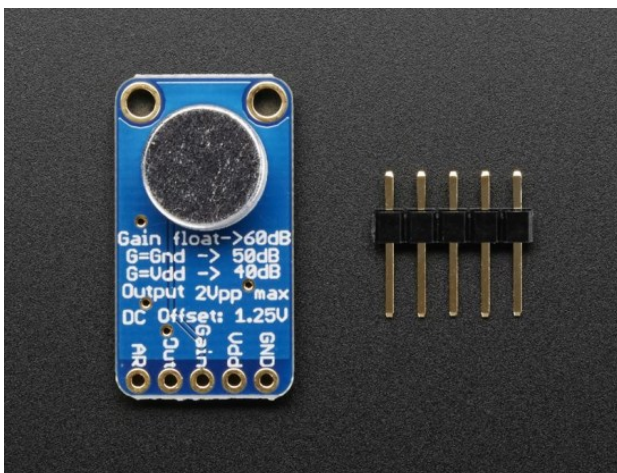
در نتیجه با در نظر گرفتن فاصله زیاد از میکروفون ها ، کسینوس زاویه با اختلاف زمانی رابطه خطی دارد. می توان از سه میکروفون استفاده کرد تا رابطه غیر تقریبی و دقیق به دست آورد ولی از نظر محاسباتی کار پیچیده تر می شود. از طرفی با توجه به آن که فاصله میکروفون ها در حدود 15 سانتی متر خواهد بود، رابطه تقریبی دقت قابل قبولی دارد.

### قطعات سامانه

در این پروژه از دو میکروفون ، یک نمایش گر دیجیتال ، دو بردبرد و یک برد Arduino UNO استفاده شده است. که به ترتیب به شرح هر کدام از وسیله ها میپردازیم.

#### میکروفون MAX9814

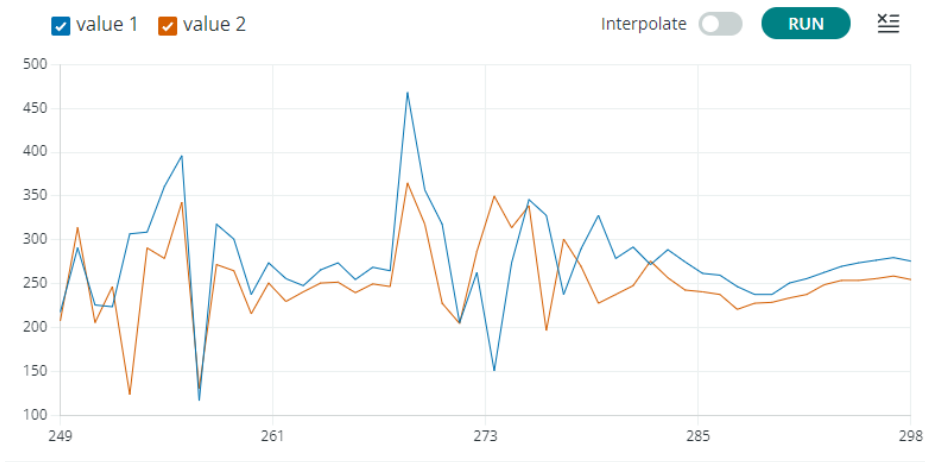
این میکروفون ، حساس ترین میکروفون اقتصادی مناسب آردوینو می باشد که در بازار وجود دارد.



#### Specifications:

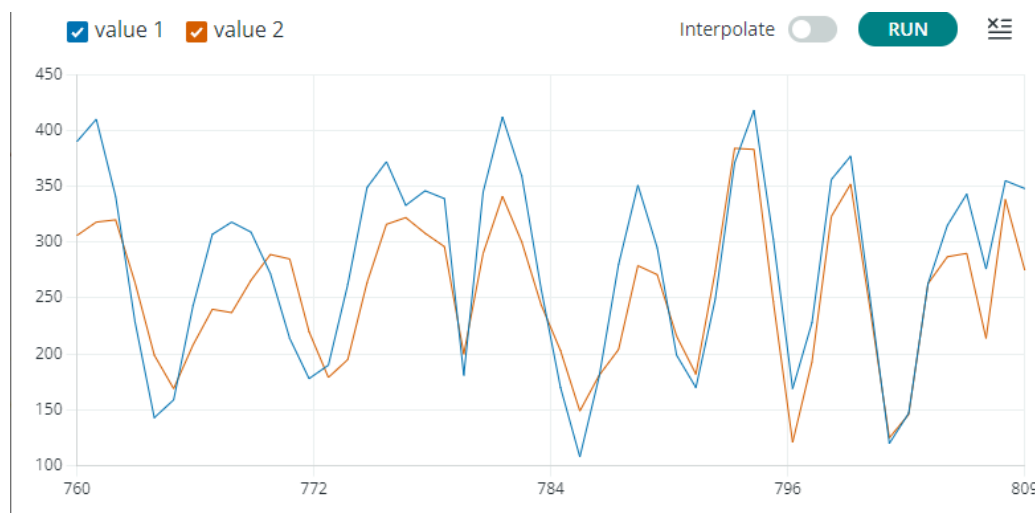
- Supply Voltage: 2.7v-5.5v @ 3mA current
- Output: 2Vpp on 1.25V bias
- Frequency Response: 20Hz - 20 KHz
- Programmable Attack and Release Ratio
- Automatic gain, selectable max from 40dB, 50dB or 60dB
- Low Input-Referred Noise Density of  $30\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
- Low THD: 0.04% (typ)

همچنین حساسیت و دقت ظاهری آن ها در دریافت صوت انسان و ضربه ، در شکل زیر نمایش داده شده است. هر سیگنال مربوط به صدایی یکسان است که توسط دو میکروفون جداگانه از همین مدل دریافت شده است.



موج ضربه

## اندازه گیری زاویه محل ضربه

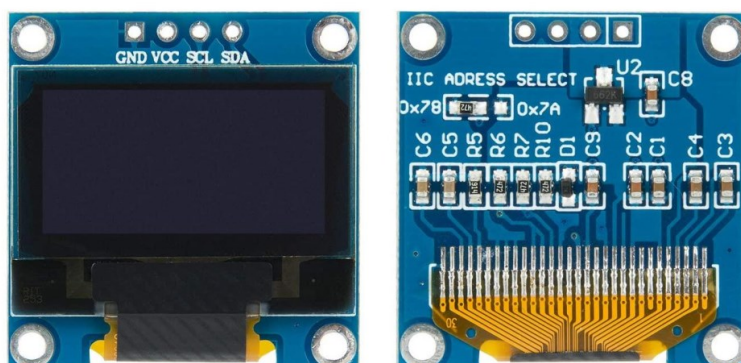


صحبت انسان

## نمایشگر دیجیتال OLED 0.96

این نمایشگر تک رنگ برای نمایش زاویه موج دریافتی نصب شده است. در زمان اتصال نمایشگر، دسترسی ما به پورت سریال قطع می شود.

### OLED 4 Pin 128\*64 Display Module 0.96" Blue Color



#### PIN DESCRIPTION:

Pin No.	Pin Name	Description
1.	Supply Voltage (Vcc, 5V)	Can be powered by either 3.3V or 5V
2.	Ground (GND)	Pin Ground
3.	Serial Clock(SCL)	Pin SCL of I2C interface
4.	Serial Data(SDA)	Pin SDA of I2C interface

#### MECHANICAL SPECIFICATIONS:

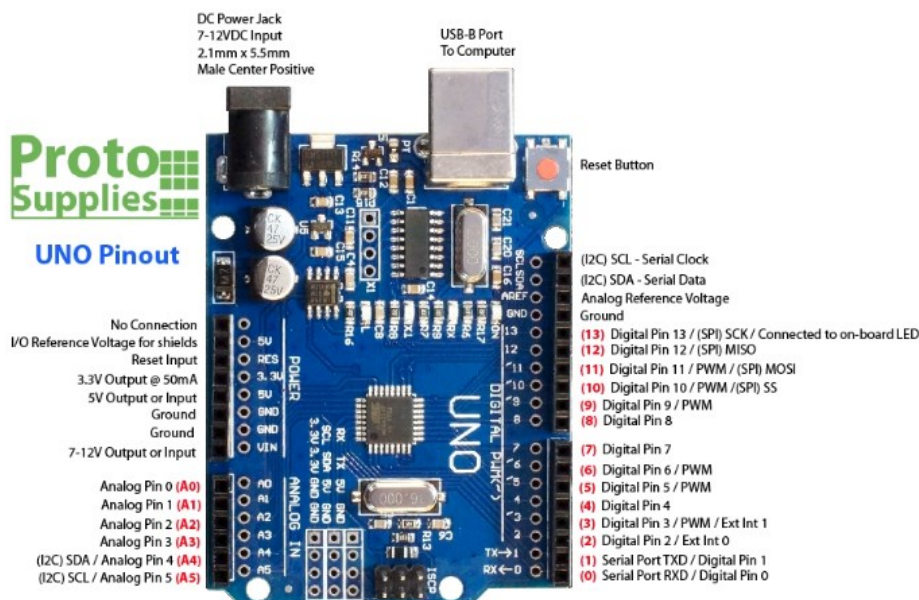
ITEM	NORMAL DIMENSION
Module Dimension	27.30*27.30*2.37
Active Area	21.74*10.86
Pixel Size	0.148*0.148
Pixel Pitch	0.17*0.17

#### ABSOLUTE MAXIMUM RATING:

PARAMETER	SYMBOL	MIN	MAX	UNIT
Supply voltage for logic	VCC	1.65	5.5	V
Operating temperature	TOP	-40	+80	°C
Storage temperature	TSTG	-40	+80	°C

## برد Arduino UNO SMD

این برد علاوه بر قیمت مناسب، دسترسی به بسیاری از ماژول‌ها را ممکن می‌کند. سرعت clock آن 16 مگاهرتز است و حافظه دینامیکی نسبت پایینی برابر با 2048 بایت دارد که برای کارهای ساده مناسب است.



### Arduino Uno SMD Rev3



The Arduino Uno SMD R3 is a microcontroller board based on the ATmega328 ([datasheet](#)). It has 14 digital input/output pins (of which 6 can be used as PWM outputs), 6 analog inputs, a 16 MHz crystal oscillator, a USB connection, a power jack, an ICSP header, and a reset button. It contains everything needed to support the microcontroller; simply connect it to a computer with a USB cable or power it with a AC-to-DC adapter or battery to get started.

The Uno differs from all preceding boards in that it does not use the FTDI USB-to-serial driver chip.

Additional features coming with the R3 version are:

- ATmega16U2 instead 8U2 as USB-to-Serial converter.
- 1.0 pinout: added SDA and SCL pins for TWI communication placed near to the AREF pin and two other new pins placed near to the RESET pin, the IOREF that allow the shields to adapt to the voltage provided from the board and the second one is a not connected pin, that is reserved for future purposes.
- stronger RESET circuit.

"Uno" means "One" in Italian and is named to mark the upcoming release of Arduino 1.0. The Uno and version 1.0 will be the reference versions of Arduino, moving forward. The Uno is the latest in a series of USB Arduino boards, and the reference model for the Arduino platform; for a comparison with previous versions, see the [index of Arduino boards](#).

#### Technical Specifications

Microcontroller	ATmega328
Operating Voltage	5V
Supply Voltage (recommended)	7-12V
Maximum supply voltage (not recommended)	20V
Digital I/O Pins	14 (of which 6 provide PWM output)
Analog Input Pins	6
DC Current per I/O Pin	40 mA
DC Current for 3.3V Pin	50 mA
Flash Memory	32 KB (ATmega328) of which 0.5 KB used by bootloader
SRAM	2 KB (ATmega328)
EEPROM	1 KB (ATmega328)
Clock Speed	16 MHz

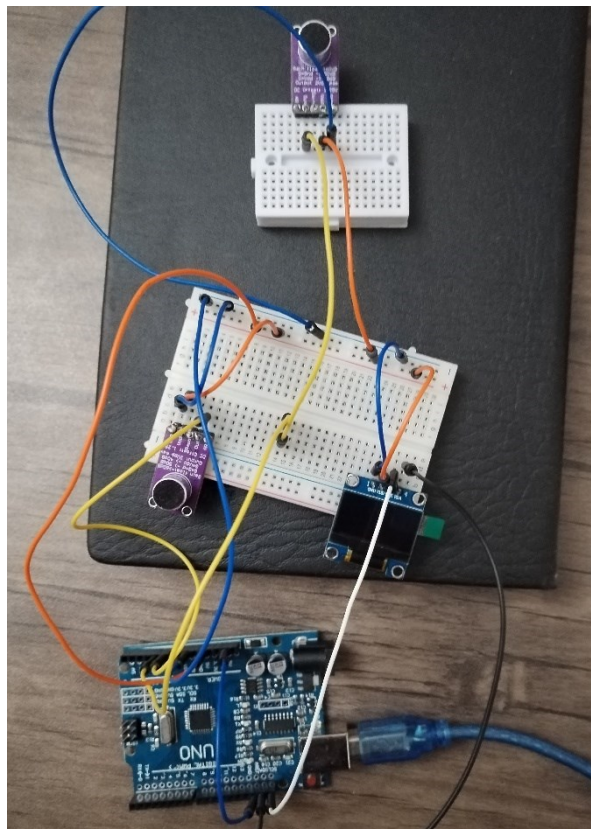
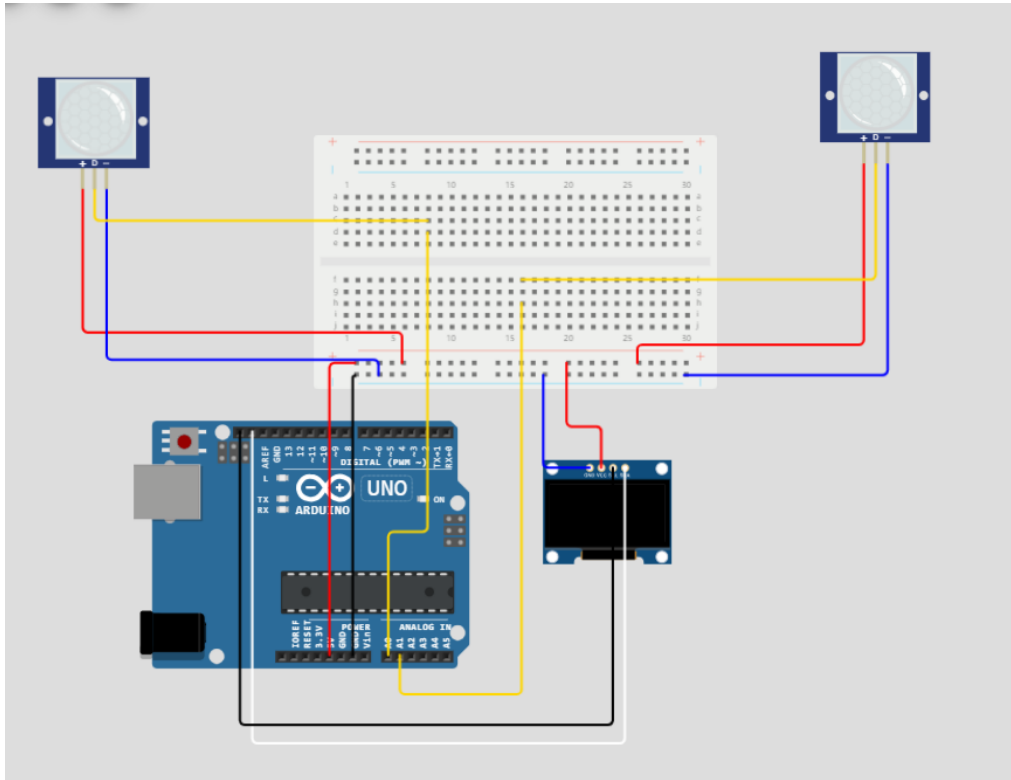
If you want to give a closer look to this board we advice you to visit the official [Arduino UNO page](#) in the Hardware Section.

- Model: A000073
- Shipping Weight: 0.037Kg



## چیدمان مدار

مدار سامانه به صورت زیر نصب می شود.

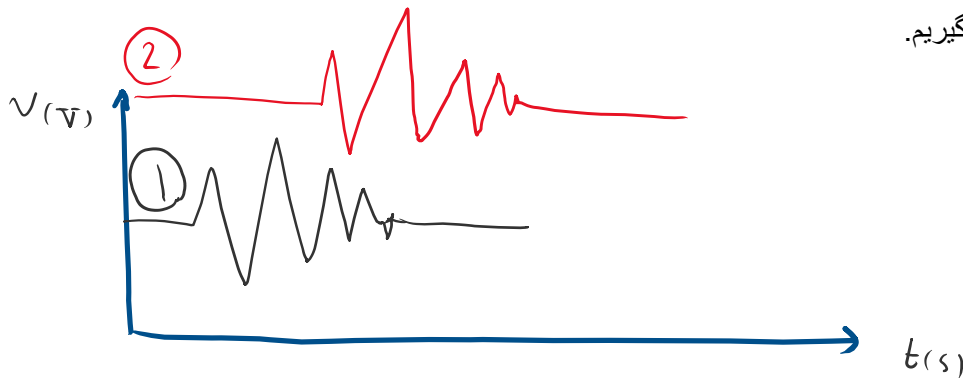


## الگوریتم های سامانه و حالت های آزمایش شده

اختلاف زمان بر حسب مجموعه مربعات هر داده

سیستمی را فرض میکنیم که در آن ، سیگنال دریافتی توسط دو میکروفون عملاً یکسان باشد و به علت حساسیت بالا تاثیر نویزهای موجود قابل صرف نظر شود. در این حالت هر چقدر که دو سیگنال از هم متفاوت باشند ، میتوان به این روش ، تفاوت زمانی دو سیگنال را به دست آورد.

دو سیگنال روبه رو را فرض می گیریم.



ابتدا بازه کوچکی از سیگنال اول را جدا میکنیم. سپس آن بازه کوچک را با بازه هایی با طول مساوی در دامنه سیگنال دوم مقایسه می کنیم. پارامتر مقایسه به فرمت روبه روست که باید مینیمم شود.

$$P = \sum_{k=1}^n (V_1(k) - V_2(L+k))^2$$

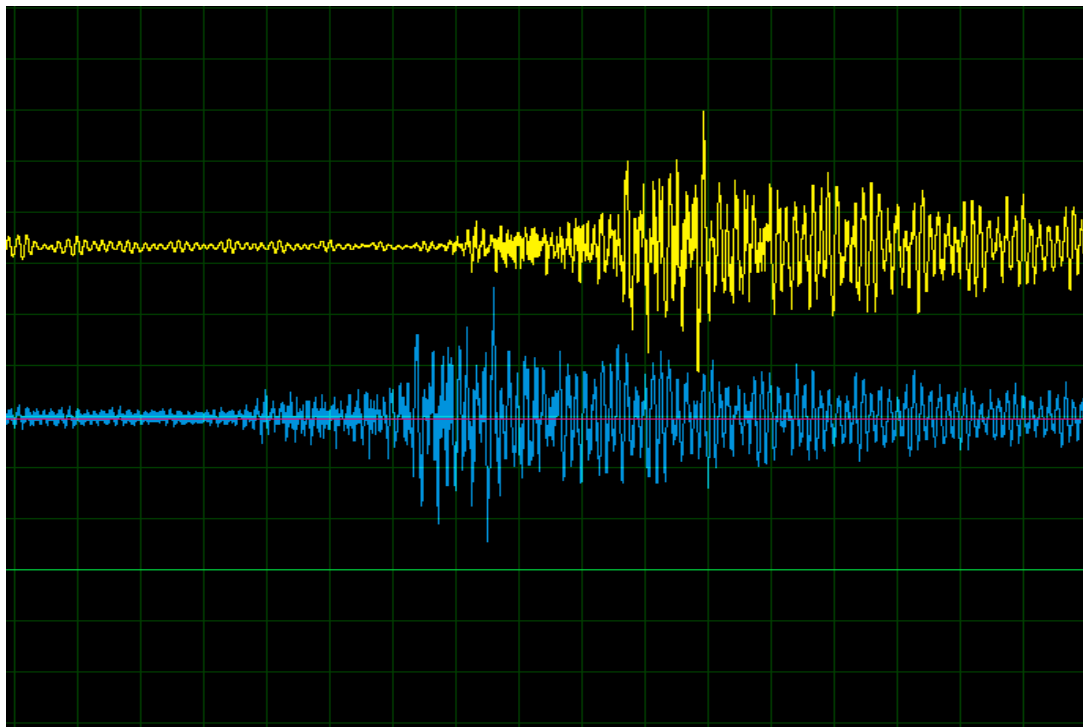
زمانی که P مینیمم شود ، یا در حالت ایده آل به صفر برسد ، L همان تعداد داده ایست که سیگنال دوم از سیگنال اول جلوتر است. با ضرب معکوس فرکانس نمونه برداری در L ، مقدار اختلاف زمانی به دست می آید.

$$\tau = (f_{\text{sampling}})^{-1} \times L$$

مشکل اصلی این روش آن است که بسیار وابسته به تشابه دو سیگنال است و اگر دو سیگنال از نظر دامنه و نه فرکانس در نقاط مختلف اختلاف داشته باشند ، این روش با خطای بالایی مواجه می شود. همچنین دقت آن در حد 2 تا 3 برابر تناوب نمونه برداری است.

این روش برای دو سیگنال یکسان با اختلاف زمانی مصنوعی در نرم افزار Proteus و با شبیه سازی آردوینو امتحان شد که خطای آن برابر با مقدار ذکر شده بود.





فرکانس در نرم افزار پروتئوس

## اختلاف فاز بر اساس DFT

برای آنکه بتوان فارغ از دامنه و نویزهای موجود ، فرکانس و فاز یک موج را به دست آورد ، از DFT (Discrete Fourier Transform) استفاده می کنیم. در این روش ، سیگنال صوتی به مجموعه از سیگنال های هارمونیک سینوسی طبقه بندی می شود که بر هم نهی آن ها موج اصلی را تشکیل می دهد. بردار سیگنال پس از تبدیل از فضای زمان به فضای فرکانس به صورت زیر به دست می آید.

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n \cdot e^{-\frac{i2\pi}{N}kn}$$

$$= \sum_{n=0}^{N-1} x_n \cdot \left[ \cos\left(\frac{2\pi}{N}kn\right) - i \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{N}kn\right) \right],$$

که  $X_k$  در حقیقت تقریبی از جمله با فرکانس  $f$  است که از رابطه زیر به دست می آید.

$$f = \frac{k}{N} f_{\text{sampling}}$$

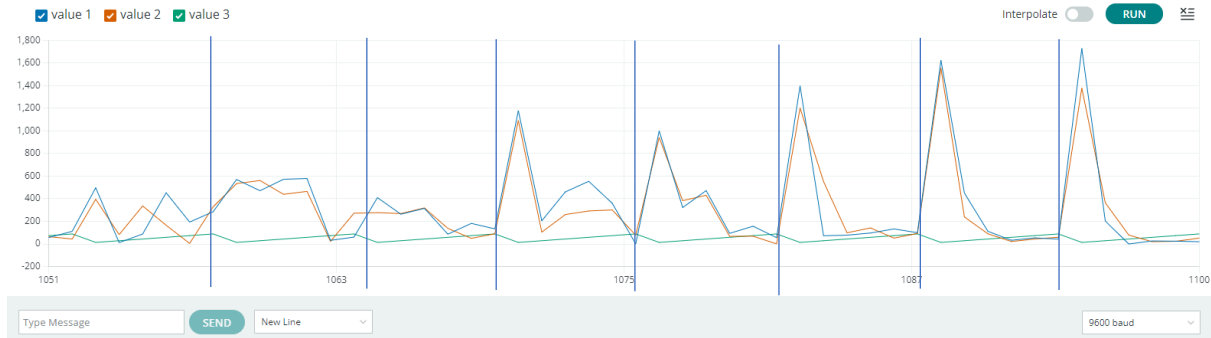
$$X_k = A_k e^{i\phi_k}$$

در حالت موج تک فرکانس ، فاز موج در لحظه اولیه همان  $\phi_k$  خواهد بود.

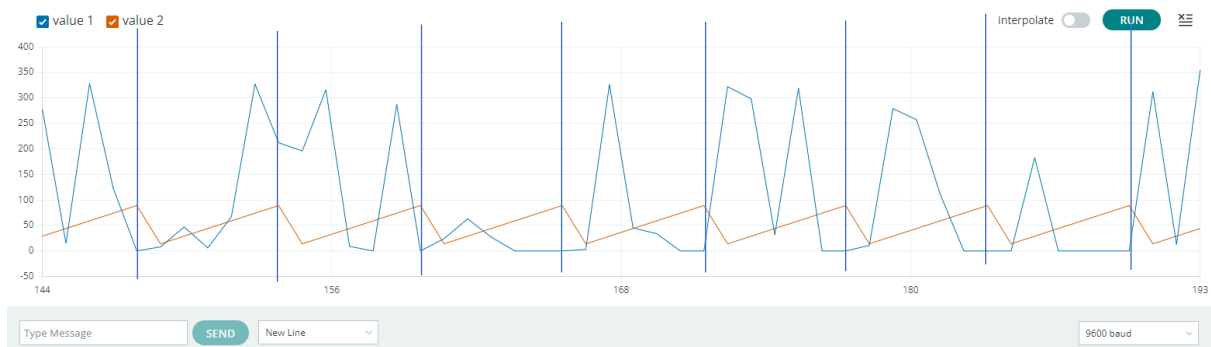
## اندازه گیری زاویه محل ضربه

مشکل اصلی این نوع تحلیل وابستگی به نویزی است که در میکروفون های مورد استفاده وجود دارد. همچنین فرکانس داده برداری با بورد آردینو برابر با 4460 می باشد که رزولوشن فرکانس تبدیل DFT یا Fast Fourier Transform) را کاهش می دهد.

برای مثال در آزمایش با تبدیل های فوریه زیر روبه رو شدیم.



تحلیل DFT و اندازه  $X_k$  بر حسب فرکانس های مختلف، در بازه های مختلف



اختلاف فازها برای صوت انسان در زوایای یکسان

با توجه به آنکه اختلاف فاز تمام فرکانس ها باید متناسب اختلاف زمانی دو موج باشد، می توان به رابطه زیر رسید.

$$\Delta \phi_k = 2\pi f_k \tau = 2\pi \frac{k}{N} f_{\text{sampling}} \tau \longrightarrow \Delta \phi_k = \frac{2\pi f_s \tau}{N} k$$

$\Delta \phi_k$  → اختلاف فاز در سگنال در فرکانس  $f_k$  متناسب  
 $\frac{k}{N}$  → تعداد کل داده های نمونه برداری

پس با داشتن شیب خط اختلاف فاز بر حسب شماره فرکانس، می توان به اختلاف زمان رسید. اما همان طور که در نمودار فاز صفحه قبل مشاهده شد، با آنکه مقدار  $f_k \tau$  کمتر از 0.5 می باشد تا خطر aliasing از بین برود، اختلاف فازها به علت نویز اصلا رفتار خطی ندارند. پس DFT به تنهایی کافی نیست.

## روش NHA

DFT به طور کلی برای تجزیه و تحلیل فرکانس استفاده می شود. یک طیف گسسته  $X$  از سیگنال گسسته زمانی  $x$  به طول  $N$  را می توان به صورت زیر بیان کرد

$$X(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi kn/N}$$

$$K=0,1,\dots,N-1;$$

هنگامی که فرکانس نمونه برداری  $\Delta t$  باشد و سیگنال اصلی  $x(n)$  دارای دوره  $N\Delta t/k$  باشد،  $X(k)$  می تواند نمایانگر ساختار طیفی به طور دقیق باشد. با این حال، اگر دوره ای غیر از  $N\Delta t/k$  در  $x(n)$  ظاهر شود،  $X(k)$  با ترکیب  $N\Delta t/k$  بر حسب چندین جزء فرکانس بیان می شود و  $X(k)$  به طور دقیق در ساختار طیفی منعکس نمی شود.

به منظور افزایش رزولوشن فرکانس، مقدار  $N$  به طور کلی افزایش می یابد. با این حال، اگر فرکانس با یک نوسان زمانی همراه باشد، دوره متوسط استخراج می شود و دقت تحلیلی با افزایش  $N$  بدتر می شود. برخی از تکنیک ها از یک تابع پنجره تحلیل برای  $x(n)$  در پیش پردازش استفاده می کنند. با این حال، این رزولوشن فرکانس ظاهری را بهبود نمی دهد.

شکل 1 برخی از مشکلات مرتبط با تحلیل فرکانس را نشان می دهد. حتی هنگام تجزیه و تحلیل ساده ترین سیگنال فرکانس نشان داده شده در بالای شکل 1، هنگام تعیین تناوب سیگنال تحلیل شده، یک جز از آن حذف می شود. بخش سمت چپ وسط شکل 1 دقت تحلیلی را نشان می دهد. تنها در صورتی می توان دوره را با دقت شناسایی کرد که طول فریم مضربی از دوره سیگنال تحلیل شده باشد. به عبارت دیگر، گروهی از طیف های مختلف در نزدیکی فرکانس واقعی ظاهر می شوند، زیرا سیگنال تحلیل شده به صورت چند دوره  $N\Delta t/k$  بیان می شود. به منظور جلوگیری از این امر، ممکن است از یک تابع پنجره تحلیل استفاده شود، همانطور که در بخش راست وسط شکل 1 نشان داده شده است.

با این حال، این صرفاً حول مقدار واقعی متمرکز می شود و تعیین آنرا را دشوار می کند. بنابراین، ما فهمیدیم که ضریب فوریه را می توان با حل یک معادله غیرخطی بر اساس فرض یک سیگنال ثابت تخمین زد (به پایین شکل 1 مراجعه کنید). بنابراین، NHA توسعه یافته در این مطالعه به دقت تحلیلی بالایی دست می یابد زیرا این NHA تأثیر پنجره تجزیه و تحلیل را کاهش می دهد.

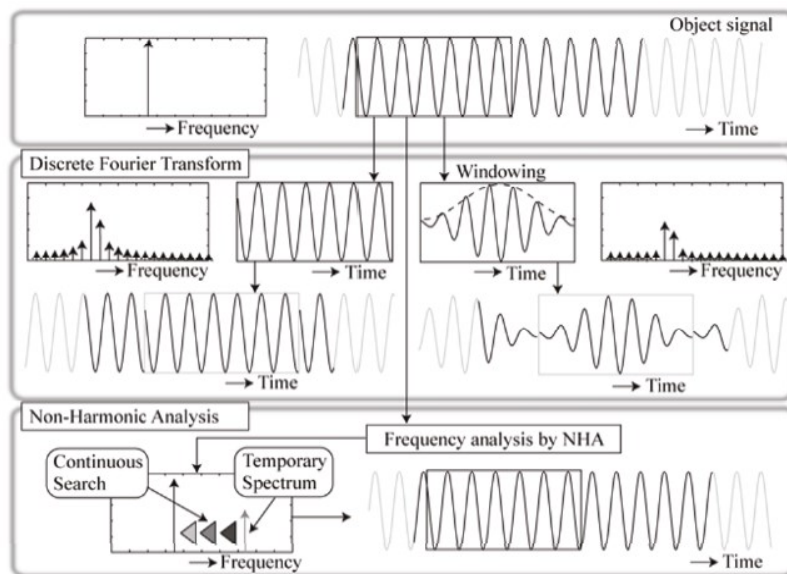


Figure 1 Fourier transform and NHA technique.

### جزئیات روش NHA

در این بخش، شرح مفصل تری از روش NHA ارائه می دهیم. از آنجایی که ضریب فوریه با حل یک معادله غیرخطی تخمین زده می شود، NHA فرکانس و پارامترهای مرتبط با آن را قادر می سازد تا بدون تأثیر قابل توجهی از طول فریم، به طور دقیق تخمین زده شوند. به منظور به حداقل رساندن مجموع مجزورات اختلاف بین سیگنال شی و سیگنال مدل سینوسی، فرکانس  $f^*$ ، دامنه  $A^*$  و فاز اولیه  $\varphi^*$  با استفاده از  $\text{cost function}$  به شرح زیر محاسبه می شود:

$$F(\hat{A}, \hat{f}, \hat{\varphi}) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ x(n) - \hat{A} \cos \left( 2\pi \frac{\hat{f}}{f_s} n + \hat{\varphi} \right) \right\}^2.$$

معادله 2

که در آن  $N$  طول قاب و  $f_s$  فرکانس نمونه برداری است. ( $f_s = 1/\Delta t$ )

### Steepest descent method

جورج و اسمیت سعی کردند پارامتر سیگنال  $A$  و فاز اولیه  $\varphi$  را برای سیگنال اختلاف بین سیگنال تحلیل شده و موج سینوسی هارمونیک مدول شده با اعمال روش حداقل میانگین مربعات معرفی کنند.

با این حال، این روش به شدت به طول فریم وابسته است و برای تجزیه و تحلیل سیگنال هایی که فرکانس هامونیکشون ساختار ساده ای ندارد، دشوار است، زیرا فرکانس هایی که وابسته به طول فریم هستند برای گروه فرکانس های هارمونیک در DFT استفاده می شوند. به عبارت دیگر، تغییرات فرکانس کوچک قابل تشخیص نیست.

با تمرکز بر روی مسئله حل یک معادله غیرخطی، فرآیند حل معادله غیرخطی را برای محاسبه بهینه فرکانس  $f$  و همچنین دامنه پارامتر  $A$  و فاز اولیه  $\varphi$  برای حل معادله 2 استفاده می کنیم. شکل 3 نمونه ای از ویژگی های  $f^*$  و  $\varphi^*$  را در تابع ارزیابی معادله 2 نشان می دهد که حول مقدار واقعی بزرگ شده است، که در آن  $N=512$ ،  $f_s=512$ ، و مقادیر واقعی  $A$ ،  $f$ ،  $\varphi$ ،  $1$ ،  $100 \text{ Hz}$ ،  $0.5\pi \text{ rad}$  است. از آنجایی که مقادیر کوچک به رنگ سیاه داده می شود،

فرورفتگی ها به صورت سیاه و قله ها به رنگ سفید ظاهر می شوند. به عبارت دیگر، معادله 2 یک تابع ارزیابی غیرخطی چندوجهی است. حول مقدار واقعی ( $\hat{\phi}/(2\pi) = 0.5, f = 100^*$ )، مقادیر حداقل و حداکثر به صورت عمودی تراز می شوند. این به این دلیل است که مقدار واقعی یک مینیمم است اما برای حالت ضد فاز به حداکثر تبدیل می شود ( $j(2\pi) = 0, 1$ ). از آنجایی که ضخامت کمترین مقدار 2 هرتز عرض دارد، حداقل تابع ارزیابی را تنها در صورتی می توان تخمین زد که هنگام حل معادله غیرخطی، مقدار اولیه مینیمم باشد. از آنجایی که وضوح فرکانس DFT 1 هرتز است، یک یا دو نقطه را می توان در یک فرورفتگی با عرض 2 هرتز قرار داد. در نقطه ای از محور فرکانس که دامنه DFT به حداکثر می رسد (یعنی فرکانس انتگرال زمانی که طول فریم 1 ثانیه است)، تابع ارزیابی معادله 2 در فاز اولیه تعیین شده توسط DFT به حداقل می رسد.

اگر حداکثر دامنه A تعیین شده توسط DFT و فرکانس f و فاز اولیه j به عنوان مقادیر اولیه ( $A_{0,0}, f_{0,0}, j_{0,0}$ ) استفاده شود، آنگاه مقادیر اولیه را می توان به عنوان مینیمم cost function در شکل 3 نظر گرفت.

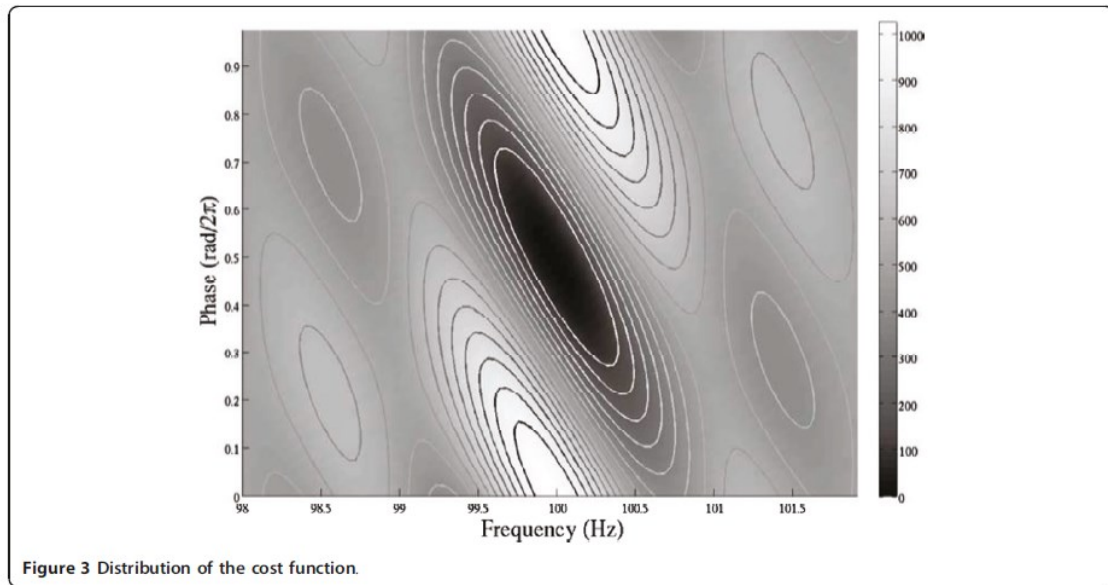


Figure 3 Distribution of the cost function.

بنابراین برای بدست آوردن یک طیف دقیق، از مقدار اولیه ( $A_{0,0}, f_{0,0}, j_{0,0}$ ) استفاده می کنیم که با استفاده از فرآیند معادلات غیر خطی همگرا می شود. با در نظر گرفتن معادله 2 به عنوان cost function، این مسئله غیرخطی به یک مسئله مینیم کردن تبدیل می شود و  $\hat{f}_{m,p}$  و  $\hat{\phi}_{m,p}$  با استفاده از steepest descent و retardation method تعیین می شوند برای به دست آوردن عبارت زیر:

$$\hat{f}_{m,p} = \hat{f}_{m,0} - \mu_{m,p} \frac{\partial F_{m,0,0}}{\partial f},$$

$$\hat{\phi}_{m,p} = \hat{\phi}_{m,0} - \mu_{m,p} \frac{\partial F_{m,0,0}}{\partial \phi}$$

که در آن p تعداد عملگر retardation methods برای فرکانس و فاز، و m تعداد تکرارهای steepest

descent method است. از اختصار زیر استفاده می کنیم

$$F_{m,p,q} = F(\hat{A}_{m,q}, \hat{f}_{m,p}, \hat{\phi}_{m,p}),$$

که در آن  $q$  تعداد تکرارهای retardation method است. این متغیرها همانطور که در شکل 4 نشان داده شده است، تکرار می شوند. در معادلات بالا،  $\mu_{m,p}$  یک ضریب وزنی بر اساس retardation method است و مقداری بین 0 و 1 دارد تا cost functions محاسبه شده توسط فرمول های recurrence را به یک دنباله کاهشی یکنواخت تبدیل کند. در این مقاله از این ضریب وزنی به صورت زیر استفاده می کنیم

$$\mu_{m,p+1} = 0.5\mu_{m,p},$$

که در آن  $\mu_{m,1}$  روی 1 تنظیم شده است. این سری از محاسبات تکرار می شود تا باعث شود  $\hat{f}_{m,p}$  و  $\hat{\phi}_{m,p}$  با دقت بالا همگرا شوند تا شرایط زیر رخ دهد.

$$F_{m,p,0} < ((1 - 0.5\mu_{m,p}) \cdot F_{m,0,0}).$$

مرحله بعدی همگرا کردن دامنه است

در اینجا، فقط در صورتی می توان  $A$  را به طور منحصر به فرد تعیین کرد که  $\emptyset_{m,p}$ ،  $\hat{f}_{m,p}$  شناخته شده باشند و از فرمول زیر برای همگرایی  $A$  استفاده می شود.

$$\hat{A}_{m,q} = \hat{A}_{m,0} - v_{m,q} \frac{\partial F_{m,p,0}}{\partial A}$$

به طور مشابه،  $v_{m,q}$  ضرایب وزنی بر اساس retardation method هستند و توسط فرمول زیر به دست آورده می شوند

$$v_{m,q+1} = 0.5v_{m,q},$$

با  $v_{m,1}=1$  باعث می شود  $A_{m,q}$  با درجه دقت بالایی همگرا شود تا زمانی که

$$F_{m,p,q} < ((1 - 0.5v_{m,q}) \cdot F_{m,p,0}).$$

سپس،  $\hat{f}_{m,p}$ ،  $A_{m,q}$ ،  $\emptyset_{m,p}$  روی  $A_{m+1,0}$ ،  $\hat{f}_{m+1,0}$  و  $\emptyset_{m+1,0}$  روی 1 تنظیم میشوند.

در مرحله بعد، descent method و amplitude converging algorithm تکرار می شوند تا زمانی که cost function تا حدی همگرا شود. به این روش به صورت دقیق تری از DFT به فاز و فرکانس های اصلی سیگنال می رسیم.

جزئیات بیشتر محاسبات در صفحه بعدی آمده است.

$$F = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ x(n) - \hat{A} \cos\left(\frac{2\pi \hat{f}}{f_s} n + \hat{\phi}\right) \right\}^2$$

$$\frac{\partial F}{\partial \hat{f}} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ x(n) - \hat{A} \cos\left(\frac{2\pi \hat{f}}{f_s} n + \hat{\phi}\right) \right\} \hat{A} \sin\left(\frac{2\pi \hat{f}}{f_s} n + \hat{\phi}\right) \frac{2\pi n}{f_s} \times 2$$

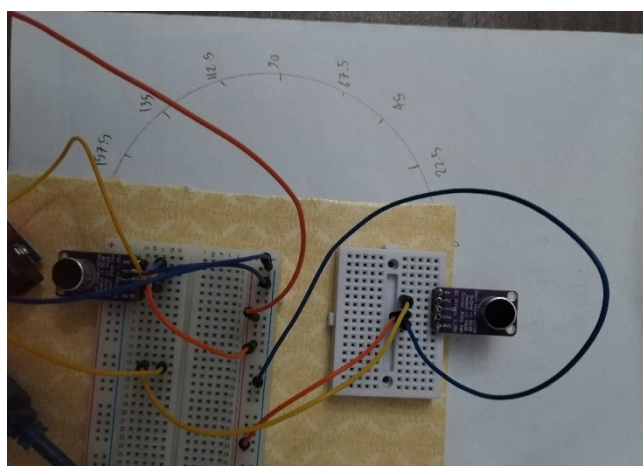
$$\frac{\partial F}{\partial \hat{\phi}} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ x(n) - \hat{A} \cos\left(\frac{2\pi \hat{f}}{f_s} n + \hat{\phi}\right) \right\} \hat{A} \sin\left(\frac{2\pi \hat{f}}{f_s} n + \hat{\phi}\right) \times 2$$

$$\frac{\partial F}{\partial \hat{A}} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ x(n) - \hat{A} \cos\left(\frac{2\pi \hat{f}}{f_s} n + \hat{\phi}\right) \right\} (-2 \cos\left(\frac{2\pi \hat{f}}{f_s} n + \hat{\phi}\right))$$

### تست محصول

برای به دست آوردن زاویه از نیم صفحه مدرج شده زیر استفاده کردیم و منبع صوت در فاصله بیش از 1 متری قرار دارد. نتایج به این شرح است.

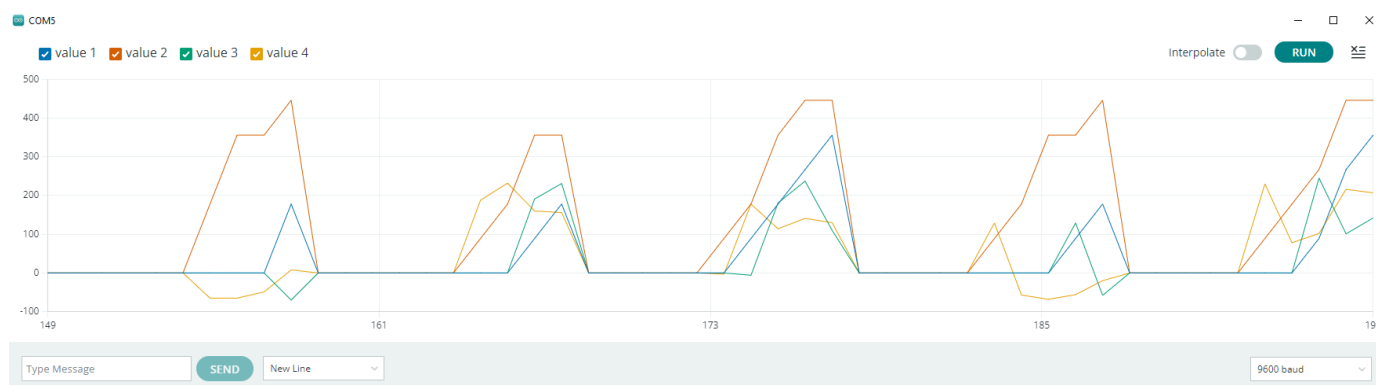
خطا به درصد	زاویه واقعی	زاویه اندازه گیری شده
0	0	7
24	45	34
20	67.5	54
24	90	112
7.5	112.5	121
21	135	107
11	157.5	139





## جمع بندی

نمونه فرکانس های به دست آمده در شکل زیر قابل مشاهده است.



در شکل بالا ، فرکانس های سیگنال 1 و 2 به ترتیب با خطوط آبی و نارنجی ؛ فازهای متناظر آن ها به رنگ سبز و زرد مشخص شده اند . با مقایسه آن ها می توان به این نتیجه رسید که اختلاف فاز فرکانس های یکسان در دو سیگنال در حدود 0 تا 40 درجه است (به دلیل نزدیک تر بودن میکروفون 1) در نتیجه با این روش به مقدار معقولی ، فاز دو فرکانس به هم نزدیک تر است اما هنوز به دقت کافی برای سنجش زاویه با دقت درجه نرسیده ایم.

1-

**Jim Lambers**  
**MAT 419/519**  
**Summer Session 2011-12**  
**Lecture 10 Notes**

2-

Noise reduction for periodic signals using highresolution frequency  
analysis  
Toshio Yoshizawa, Shigeki Hirobayashi\* and Tadanobu Misawa

3-

**Direction of arrival**  
**estimation – A two**  
**microphones approach**  
Carlos Fernández Scola  
María Dolores Bolaños Ortega