



دانشگاه تهران  
پردیس دانشکده‌های فنی  
دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر



## ساخت نمونه مفهومی سامانه کنترل دمای مبتنی بر گرمایش القایی خطوط انتقال هیدروکربنی

پروژه کارشناسی برای دریافت درجه کارشناسی  
در رشته مهندسی برق گرایش کنترل

زهرا فتوره چی  
**810100268**

استاد راهنما:  
دکتر کوروش خلچ منفرد

**1404** اسفند

الله رب العالمين

تعهدنامه اصالت اثر

با اسمه تعالیٰ

اینجانب زهرا فتوره چی تائید می کنم که مطالب مندرج در این پایان نامه حاصل تلاش اینجانب است و به دستاوردهای پژوهشی دیگران که در این نوشته از آنها استفاده شده است مطابق مقررات ارجاع گردیده است. این پایان نامه قبلاً برای احراز هیچ مدرک هم سطح یا بالاتر ارائه نشده است. کلیه حقوق مادی و معنوی این اثر متعلق به دانشکده فنی دانشگاه تهران می باشد.

نام و نام خانوادگی دانشجو :

زهرا فتوره چی

امضای دانشجو :



## تشکر و قدردانی<sup>۱</sup>:

با تشکر از دکتر کوروش خلچ و آزمایشگاه الکترونیک قدرت دانشکده برق و کامپیوتر دانشگاه تهران، که با در اختیار گذاشتن فرصت مطالعاتی، ابزار آزمایش و آموزش‌های ارزشمند، امکان کار و تحقیق بر روی این پروژه را فراهم کردند.

همچنین با تشکر فراوان از شرکت فهم الکترونیک تبریز، که با به اشتراک گذاشتن منابع و تجربیات کمنظیرشان در انجام این پروژه یاری بزرگی رساندند.

---

<sup>1</sup> Acknowledgements-

## چکیده:

در این پژوهش، طراحی و ساخت یک نمونه آزمایشگاهی از سیستم گرمایش القایی، جهت اعمال بر روی لوله‌های انتقال در صنایع نفت و گاز ارائه شده است. از جمله کاربرد این سیستم، فرآیند پیش‌گرمایش القایی است که یکی از مراحل حیاتی در فرآیندهای جوشکاری و اتصال لوله‌های فولادی با ضخامت بالا محسوب می‌شود. کاربرد دیگری هم که می‌توان به آن اشاره کرد، گرم کردن سیال برای کاهش ویسکوزیته جهت تسهیل جريان سیال و آسیب ندیدن پمپ‌ها در ایستگاه‌های پمپاژ و پالایشگاه‌ها است. در سیستم طراحی شده، از میدان مغناطیسی متناوب برای ایجاد حرارت یکنواخت و سریع در بدنه لوله استفاده شده است؛ این روش جایگزینی بهینه برای روش‌های سنتی (شعله‌ای) است که دقت پایین و اتلاف انرژی بالایی دارند. جهت ارزیابی عملکرد حرارتی و بررسی توانایی سیستم در ثبیت دما، از جريان آب به عنوان بار حرارتی کنترل شده استفاده شده است. نتایج حاصل از آزمایش‌ها تایید می‌کند که سیستم القایی طراحی شده، قابلیت رساندن دمای بدنه لوله و سیال به محدوده مورد نیاز را با دقت بسیار بالا دارد.

## كلمات کلیدی:

گرمایش القایی - کوره القایی - جريان‌های گردابی - واسط حرارتی - پیش گرمایش لوله - جوش لوله - ریزپردازندۀ STM32 - کنترل حرارتی - کنترل حلقه بسته - سنسور دما RTD - کنترل PD - مدلسازی جعبه سیاه

## فهرست مطالب

12 .....	فصل 1: مقدمه و بیان مسئله
12 .....	- مقدمه
12 .....	- تاریخچه‌ای از موضوع پژوهش
13 .....	- شرح موضوع پژوهش
13 .....	- اهداف کلی پژوهش
14 .....	- روش انجام پژوهش
15 .....	- ساختار پژوهش کارشناسی
16 .....	فصل 2: مفاهیم اولیه و پیش‌زمینه
16 .....	- مقدمه
16 .....	- بخش اول: مبانی گرمایش القایی
17 .....	- قوانین الکترومغناطیس
18 .....	- قوانین ترمودینامیک
19 .....	- بخش دوم: استراتژی‌های کنترل دما
20 .....	- مبانی کنترل حلقه بسته
20 .....	- کنترل کننده PID
21 .....	- استراتژی کنترل ناپیوسته (on/off) و هیسترزیس
22 .....	- مدل‌سازی سیستم
23 .....	- خلاصه و جمع‌بندی
24 .....	فصل 3: مدل‌سازی و طراحی مفهومی سیستم
24 .....	- مقدمه
24 .....	- تحلیل نحوه عملکرد مدار کوره القایی
26 .....	- تحلیل المان‌های مدار کوره و اثرات آنها
26 .....	- سلف‌های RFC
28 .....	- ماسفت‌ها
28 .....	- خازن‌ها
29 .....	- کویل
30 .....	- دیودها
31 .....	- مقاومت گیت
31 .....	- مقاومت Pull-Down و دیود زنر
32 .....	- سیستم سنجش و پایش دما
34 .....	- استراتژی کنترل دما
35 .....	- خلاصه و جمع‌بندی
36 .....	فصل 4: پیاده‌سازی سیستم

.....	4-1
36 .....	4-2
36 .....	4-3
40 .....	4-3-1
40 .....	4-3-2
41 .....	4-3-3
49 .....	4-4
54 .....	4-5
54 .....	4-5-1
56 .....	4-5-2
58 .....	4-5-3
62 .....	4-6
62 .....	4-6-1
64 .....	4-6-2
66 .....	4-6-3
68 .....	4-7
70 .....	4-7-2
74 .....	4-7-3
78 .....	4-7-4
83 .....	فصل 5: تحلیل نتایج و جمع‌بندی
83 .....	5-1
84 .....	5-2
84 .....	5-2-1
84 .....	5-2-2
85 .....	5-2-3
.....	مراجع
87 .....	پیوست‌ها
87 .....	پیوست الف: کدهای STM32
88 .....	پیوست ب: دیتاشیت قطعات
102 .....	پیوست پ: جدول داده‌ها

## فهرست شکل‌ها:

20.....	شکل (1-2) کنترل حلقه بسته سیستم حرارتی .....
26.....	شکل (1-3) مدار ZVS (ساختار کلاسیک دو سلفی).....
33.....	شکل (2-3) دیاگرام بخش فیدبک.....
37.....	شکل (1-4) مدار (Model) ZVS (Center-Tapped)
38.....	شکل (2-4) مدار (3A-9V) Center-Tapped
39.....	شکل (3-4) مداری که موفق به گرم کردن لوله بار شد (3A-25V)
40.....	شکل (4-4) جریان کویل (خروجی مدار).....
44.....	شکل (5-4) مدار ZVS با ترانزیستورهای موازی.....
46.....	شکل (6-4) شماتیک مدار قدرت.....
47.....	شکل (7-4) PCB مدار قدرت (ورژن 1.0).....
48.....	شکل (8-4) بورد مدار قدرت (ورژن 1.0) قبل و بعد مونتاژ.....
50.....	شکل (9-4) مدار قدرت (1.0) پس از اصلاحات.....
51.....	شکل (10-4) کویل بهینه‌سازی شده.....
51.....	شکل (11-4) PCB مدار قدرت (2.0) ورژن نهایی .....
52.....	شکل (12-4) مدار قدرت (2.0) مونتاژ شده (سیستم نهایی).....
53.....	شکل (13-4) ولتاژ خروجی (دو سر کویل) بعد از قرارگیری بار.....
54.....	شکل (14-4) ولتاژ خروجی (دو سر کویل) در حالت بی‌باری.....
55.....	شکل (15-4) سنسور PT100 و ماژول مدل MAX31865
56.....	شکل (16-4) اتصال MAX31865 به میکروکنترلر.
57.....	شکل (17-4) پیاده‌سازی مدار ADC
58.....	شکل (18-4) مدار رله (1.0) با منطق مستقیم.....
58.....	شکل (19-4) مدار رله (2.0) اصلاح شده) با منطق معکوس.....
59.....	شکل (20-4) اتصال LCD به میکروکنترلر.....
60.....	شکل (21-4) شماتیک کلی مدار کنترل .....
61.....	شکل (22-4) شکل دو بعدی و سه بعدی PCB مدار کنترل .....
62.....	شکل (23-4) تنظیمات SPI در CubeIDE
63.....	شکل (24-4) پینهای SPI
63.....	شکل (25-4) فرآیند Initialize کردن ماژول MAX31865
64.....	شکل (26-4)تابع قرائت و چاپ دما.....
64.....	شکل (27-4) پین ADC
65.....	شکل (28-4) تنظیمات پارامترهای ADC
65.....	شکل (29-4) فرآیند Initialize کردن ADC
66.....	شکل (30-4) تابع دریافت ورودی ADC و چاپ دمای مطلوب .....
66.....	شکل (31-4) پینها و کد LCD Initialize کردن
67.....	شکل (32-4) تابع رله (ابتداي).....
67.....	شکل (33-4) حلقه‌ی بینهایت تابع اصلی برنامه.....
68.....	شکل (34-4) خروجی سیستم به ورودی پالس 1 دقیقه ای.....

..... 69	..... شکل (35-4) خروجی سیستم به ورودی پالس 2 دقیقه ای
..... 69	..... شکل (36-4) خروجی سیستم به پالس 1 دقیقه ای (Normalized)
..... 71	..... شکل (37-4) پاسخ سیستم $1s + 0.01$ به پالس یک دقیقه ای
..... 72	..... شکل (38-4) پاسخ سیستم $(s + 0.01)(s + 1)$ به پالس یک دقیقه ای
..... 73	..... شکل (39-4) پاسخ تابع تبدیل تخمین زده شده در کنار خروجی سیستم
..... 73	..... شکل (40-4) خروجی های مختلف سیستم به ورودی پالس 1 دقیقه ای
..... 74	..... شکل (41-4) بلوک دیاگرام سیستم حلقه باز
..... 74	..... شکل (42-4) پاسخ سیستم تخمین زده به پالس 1 دقیقه ای
..... 75	..... شکل (43-4) بلوک دیاگرام سیستم حلقه بسته با کنترل کننده P
..... 75	..... شکل (44-4) خروجی سیستم با کنترل کننده P
..... 76	..... شکل (45-4) خروجی سیستم با کنترل کننده P و رله 0.5
..... 76	..... شکل (46-4) بلوک دیاگرام واحد مشتق گیر
..... 77	..... شکل (47-4) بلوک دیاگرام سیستم کنترل شده با PD
..... 77	..... شکل (48-4) خروجی سیستم کنترل شده با PD
..... 78	..... شکل (49-4) متغیرهای کنترل کننده
..... 78	..... شکل (50-4) تابع رله با کنترل کننده PD (1.0)
..... 79	..... شکل (51-4) تابع چاپ ورودی ADC (نسخه نهایی)
..... 79	..... شکل (52-4) نمودار ترسیمی هیسترزیس
..... 80	..... شکل (53-4) تابع هیسترزیس در میکروکنترلر
..... 81	..... شکل (54-4) متغیرها
..... 81	..... شکل (55-4) تابع رله با حافظه حالت (نسخه نهایی)
..... 82	..... شکل (56-4) دو نمونه خروجی سیستم کنترل شده (ورودی 35 درجه)

## فهرست جداول:

40.....	جدول (1-4) جدول مراحل بهینه سازی نمونه‌ی آزمایشگاهی فاز اول
45.....	جدول (2-4) جدول قطعات استفاده شده برای مدار قدرت (1.0)
53.....	جدول (3-4) جدول قطعات استفاده شده برای مدار قدرت (2.0) نسخه نهایی
55.....	جدول (4-4) پینهای مبدل MAX31865 و اتصال آنها به میکرو

## فهرست علائم اختصاری

---

ZVS	Zero-Voltage Switching
PD	Proportional-Derivative
PID	Proportional-Integral-Derivative
ADC	Analog to Digital Converter
RTD	Resistance Temperature Detector
SPI	Serial Peripheral Interface
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor
NMOS	N-Type Metal-Oxide-Semiconductor
ESR	Equivalent Series Resistance
ARM	Advanced RISC Machines
RFC	Radio Frequency Choke

---

## فصل 1:

### مقدمه و بیان مسئله

---

#### 1-1 - مقدمه

انتقال ایمن و بهینه سیالات هیدرولیکی (نفت و گاز) در خطوط لوله، نیازمند کنترل دقیق پارامترهای فیزیکی از جمله دمای سیال در مناطق سردسیر می‌تواند منجر به افزایش ویسکوزیته و در نتیجه افت فشار شدید در خطوط انتقال گردد. از سوی دیگر، فرآیندهای نگهداری مانند جوشکاری لوله‌ها نیازمند پیش‌گرمایش دقیق جهت جلوگیری از ترک‌خوردگی است. فناوری گرمایش القایی به عنوان یک روش غیرتماسی و با بازدهی بالا، راهکاری نوین برای جایگزینی روش‌های سنتی شعله‌ای فراهم آورده است.

#### 1-2 - تاریخچه‌ای از موضوع پژوهش

استفاده از جریان‌های گردابی برای گرمایش، از اواسط قرن بیستم در صنایع ذوب فلزات آغاز شد. با این حال، استفاده از این تکنولوژی در مقیاس‌های کوچک و با کنترل دیجیتال، مدیون پیشرفت‌های اخیر در زمینه الکترونیک قدرت و میکروکنترلرهای سریع است. در دهه‌های اخیر، گذار از کوره‌های آنالوگ به سیستم‌های کنترل شده با پردازنده‌های ARM مانند سری STM32، امکان پیاده‌سازی الگوریتم‌های پیشرفته کنترلی را در این حوزه فراهم کرده است

## 3-1- شرح موضوع پروژه

موضوع اصلی این پروژه، طراحی و پیاده‌سازی عملی یک سیستم گرمایش القایی با کنترل حلقه بسته جهت مدیریت حرارتی لوله‌های انتقال سیالات است. این پژوهش حول سه محور اصلی در صنایع پتروشیمی شکل گرفته است:

### چالش نرخ انتقال حرارت و بازدهی:

در روش‌های سنتی پیش‌گرمایش (استفاده از مشعل‌های شعله‌ای)، بخش بزرگی از انرژی صرف گرم کردن هوای اطراف شده و انتقال حرارت به بدنه لوله به کندی و به صورت غیریکنواخت صورت می‌گیرد. این موضوع در لوله‌های با ضخامت بالا منجر به ایجاد تنش‌های حرارتی مخرب می‌شود. سیستم القایی مورد نظر در این پروژه با تولید حرارت در عمق بدنه فلز، این اتلاف را به حداقل می‌رساند.

### شبیه‌سازی بار حرارتی واقعی (سیال عبوری):

یکی از اهداف اصلی این طرح، بررسی رفتار سیستم در مواجهه با یک بار حرارتی پویا (Dynamic Load) است. در این پروژه، از جریان آب در داخل لوله برای شبیه‌سازی سیالات هیدرولیکی استفاده شده است. وجود سیال به دلیل ظرفیت گرمایی بالا، به عنوان یک چاه حرارتی (Heat Sink) عمل کرده و فرآیند پایداری دما را با دشواری مواجه می‌کند، بنابراین یکی از چالشهایی که باید به آن غلبه کنیم این است که توان سیستم طراحی شده، به خاصیت خنک کنندگی سیال درون لوله غلبه کند.

### کنترل حلقه بسته و پایداری دما:

مسئله نهایی، تبدیل سیستم کوره‌ی القایی به یک سیستم کنترل بسته است. هدف، طراحی و پیاده‌سازی یک الگوریتم کنترلی توسط میکروکنترلر است که بتواند با وجود نویزهای شدید الکترومغناطیسی کوره، داده‌های دما را از سنسور دما قرائت کرده و با فرمانهای مناسب، دما را در یک محدوده مطلوب ثابت نماید. این پایداری برای حفظ ویسکوزیته بهینه سیال و رعایت استانداردهای جوشکاری حیاتی است.

## 4-1- اهداف کلی پروژه

این پژوهش بر دو محور اصلی استوار است:

اول، پیاده‌سازی یک مدار کوره القایی کارآمد که قادر باشد بار حرارتی (لوله فولادی حامل سیال) را در زمانی کوتاه و با بازدهی بالا به دمای عملیاتی مورد نظر برساند. در این بخش، بهینه‌سازی سرعت پاسخ‌دهی سیستم حرارتی مد نظر است.

دوم، پیاده‌سازی یک الگوریتم کنترلی در میکروکنترلر جهت مدیریت ولتاژ ورودی کوره. هدف این بخش، دستیابی به نقطه تنظیم دمایی (Set-point) با کمترین نوسان است.

## 1-5- روشن انجام پروژه

جهت دستیابی به اهداف پژوهش، فرآیند اجرایی در دو بخش اصلی سخت‌افزار و کنترل، طبق گام‌های عملیاتی زیر برنامه‌ریزی شده است:

پیاده‌سازی زیرساخت توان (طراحی و ساخت مدار کوره القایی):

- 1 پیاده‌سازی نمونه آزمایشگاهی اولیه جهت آشنایی با عملکرد مدار و تاثیر المان‌های مختلف در عملکرد و خروجی مدار
- 2 بهبود سیستم برای رسیدن به نتیجه‌ی مطلوب، بر اساس تحلیل شکست‌های حرارتی و الکتریکی در نمونه‌های پیشین
- 3 طراحی و ساخت برد مدار نهایی با رعایت نکات اصلاح شده و استانداردهای جریان بالا

تحلیل داده‌ها و توسعه سیستم کنترل و پایش:

- 1 انتخاب سنسور و مازول مبدل جهت قرائت دقیق دما.
- 2 شناسایی مدل ریاضی و تابع تبدیل سیستم با تحلیل پاسخ سیستم به ورودی‌های مختلف
- 3 انتخاب کنترل کننده‌ی مناسب و پیاده‌سازی آن در میکروکنترلر

این گام‌ها، نقشه‌ی کلی از مسیری هستند که برای رسیدن به سیستم عملی و کنترل شده طی می‌کنیم.

## 6-1- ساختار پروژه کارشناسی

در فصل دوم، ابتدا به بررسی تعاریف پایه‌ای مربوط به حوزه‌ی قدرت، با تمرکز بر نحوه‌ی عملکرد کوره‌ی القایی و تئوری‌های ریاضی که این مدار بر پایه‌ی آنها بنا شده، می‌پردازیم. در ادامه، مروری بر مبحث کنترل خطی و سیستم‌های کنترلی رایج خواهیم داشت.

در فصل سوم، مدار کوره‌ی القایی، تاثیر هر یک از المان‌ها و ارتباط خروجی و توان این سیستم با بخش‌های مختلف مدار را توضیح می‌دهیم و بررسی می‌کنیم که برای مشاهده‌ی کارایی مورد نظر ما، سیستم ما باید دارای چه مشخصاتی باشد.

همچنین، بررسی می‌کنیم که با توجه به سیستم هدف ما، چه الگوریتم‌های کنترلی مناسب هستند و از چه روش‌هایی برای پیاده‌سازی آنها می‌توان استفاده کرد.  
در نهایت، با معرفی سیستم سنجش دما، عملکرد آن و نحوه اتصال بخش‌های سنسور، کنترلر و کوره، این فصل را به پایان می‌رسانیم.

در فصل چهارم، به فرآیند طی شده برای ساخت و طراحی عملی سیستم پرداخته می‌شود. از تحلیل نمونه‌ی اولیه، تا روش‌های بهبود سیستم، تا درنهایت رسیدن به مدار نهایی و تست و کنترل آن. در این فصل، گام‌های طی شده برای رسیدن به خروجی مطلوب و مسیر فکری هر تصمیم و تغییر، (چه در طراحی سیستم کوره، چه برای سیستم کنترلی) توضیح داده شده. همچنین چالش‌های عملی پیش آمده در فرآیند ساخت نیز مورد بحث قرار گرفته است.

در ادامه، به توضیح روند طراحی مدار کنترل کننده و نحوه برش نویسی آن می‌پردازیم. مشابه مدار کوره، ایرادات هر مرحله تحلیل می‌شوند، تا درنهایت به بهینه‌ترین مدار برای پایش دما و فرماندهی به سیستم بررسیم. پس از اتمام هر دو مدار، نوبت به تحلیل پاسخ سیستم و تخمین تابع تبدیل می‌رسد، که درنهایت به ما این امکان را می‌دهد که بهترین کنترل کننده را برای این سیستم طراحی کنیم. در نهایت، اصلاحاتی که روی کنترل کننده اعمال شد و خروجی سیستم کنترل شده تحلیل می‌شوند.

در نهایت، فصل پنجم برای تحلیل نتایج و جمع‌بندی است. در این فصل، نوآوری‌ها و محدودیت‌ها مورد بحث قرار می‌گیرند و پیشنهادهایی برای ادامه‌ی مسیر به علاقمندان این حوزه ارائه خواهد شد.

## فصل 2:

# مفاهیم اولیه و پیش‌زمینه

### 2-1- مقدمه

در این فصل، بستر نظری و پایه‌های علمی لازم جهت تحلیل و طراحی سیستم کوره القایی و واحد کنترلر حلقه بسته‌ی آن مورد بررسی قرار می‌گیرد. مباحث در سه حوزه کلیدی ارائه می‌شوند:

ابتدا، قوانین حاکم بر الکترومغناطیس از جمله قوانین فارادی، لنز و اثر پوستی تشریح می‌گردند تا مکانیسم تولید حرارت در بدنه لوله از منظر فیزیکی توضیح داده شود. در بخش دوم با ورود به مباحث کنترل خطی، مفاهیم مدل‌سازی سیستم و الگوریتم‌های کنترلی (به‌ویژه کنترل کننده PD با مکانیسم سوییچینگ) بررسی شده و ابزارهای پیاده‌سازی دیجیتال این الگوریتم‌ها، یعنی میکروکنترلرهای سری STM32، معرفی خواهند شد. هدف از این فصل، فراهم آوردن یک درک عمیق از زیرساخت‌های تئوری است که در فصول بعدی به صورت عملیاتی در طراحی سخت‌افزار و نرم‌افزار به کار گرفته شده‌اند.

### 2-2- بخش اول: مبانی گرمایش القایی

گرمایش القایی، فرآیندی است که در آن اشیاء رسانای الکتریکی (فلزات) توسط پدیده‌ی القای الکترومغناطیسی گرم می‌شوند. این روش یک روش گرمایش بدون تماس است که در آن حرارت در داخل خود قطعه تولید می‌شود، نه اینکه از بیرون به آن منتقل شود. حال مفاهیم ریاضی‌ای که این پدیده بر پایه‌ی آنها بناسده را بررسی می‌کنیم.

## 2-2-1- قوانین الکترومغناطیسی

### قانون آمپر:

این قانون بیان می‌کند که جریان الکتریکی عبوری از یک سیم، میدانی مغناطیسی در اطراف آن ایجاد می‌کند. فرم ریاضی ساده شده‌ی آن برای یک سیم پیچ به این صورت است:

$$B = \mu \frac{N \cdot I}{L} \quad (2-1)$$

I: جریان عبوری	B: چگالی شار مغناطیسی
L: طول سیم پیچ است	m: نفوذپذیری مغناطیسی ماده
	N: تعداد دور

### قانون القای فارادی:

طبق این قانون، هرگاه یک جسم رسانا در معرض یک میدان مغناطیسی متغیر با زمان قرار بگیرد، یک نیروی محرکه الکتریکی (ولتاژ) در آن القا می‌شود. طبق قانون آمپر، این میدان مغناطیسی متغیر می‌تواند با عبور جریان متغیر از یک سیم پیچ ثابت تولید شود. به طور ساده یعنی اگر لوله‌ای آهنی در داخل یک کویل (coil) قرار دهیم و جریان متناوب به کویل بدهیم، در داخل لوله‌ای آهنی ولتاژ القا می‌شود. به دلیل اینکه لوله‌یک مدار بسته نیست، خود بدنی به عنوان یک مدار بسته عمل می‌کند. ولتاژ القا شده نمی‌تواند در طول لوله جریان تولید بکند، بنابراین به نوع دیگری از جریان تبدیل می‌شود.

### جریان‌های گردابی یا فوکو:

ولتاژ القا شده در بدن لوله، باعث جاری شدن جریان‌هایی در مسیرهای بسته میکروسکوپی در مقطع میله، به نام جریان‌های گردابی می‌شود. با توجه به اینکه این جریان‌ها دقیقاً مانند جریان در یک سیم مسی، با مقاومت الکتریکی ماده روبرو می‌شوند، توان مصرفی در این لوله خواهیم داشت که طبق قانون ژول  $P = RI^2$  محاسبه می‌شود، که باعث داغ شدن لوله می‌شود. چون جریان‌های گردابی در بدن لوله بسیار بزرگ هستند، حرارت با سرعت بسیار بالایی تولید می‌شود.

### پدیده‌ی اثر پوستی:

نکته‌ای که بسیار حائز اهمیت است، این است که در حالتی که جریان عبوری از هادی متناوب است،

این جریان تمایل دارد که به جای عبور از کل حجم رسانا، فقط از لایه‌های سطحی آن عبور کند. هرچقدر فرکانس جریان بالاتر باشد، جریان از مرکز هادی دورتر و سطحی‌تر می‌شود.

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu}} \quad (2-2)$$

$\rho$ : مقاومت ویژه‌ی ماده‌ی الکتریکی

$\mu$ : نفوذپذیری مغناطیسی

حال، لازم به ذکر است که این موضوع هم در لوله‌ای که ولتاژ در آن القا می‌شود، هم در کویلی که جریان از آن میگذرد اتفاق می‌افتد، اما با دو هدف و دو نتیجه‌ی متفاوت.

#### اثر پوستی در بار (لوله)

فرمولی که به آن اشاره کردیم، در این مورد برای تعیین محل تولید حرارت به کار می‌رود. اگر فرکانس خیلی بالا باشد، جریان‌های گردابی فقط در لایه‌ی نازکی از سطح بیرونی بار گردش می‌کنند و مرکز فلز سرد می‌ماند، که این موضوع برای جوشکاری لوله‌های ضخیم صنعتی ایده آل نیست. بنابراین فرکانس باید با توجه به عمقی که گرما باید نفوذ کند انتخاب شود.

#### اثر پوستی در کویل (مسی / الومینیومی)

در این بخش از مدار، هدف ما بر عکس است. ما تمایل نداریم کویل داغ شود، زیرا این اتلاف توان است و باعث می‌شود بار هدف (لوله) کمتر گرم شود. بنابراین، با توجه به اینکه در فرکانس بالا، جریان فقط از لایه‌ی بیرونی عبور می‌کند، توپر بودن کویل فقط باعث افزایش مقاومت الکتریکی می‌شود (ماده‌ی بیشتری برای عبور جریان و اتلاف توان) بنابراین معمولاً کویل‌ها را از لوله‌های توخالی مسی یا الومینیومی می‌سازند. توخالی ساختن لوله‌ها یک مزیت دیگر هم دارد و آن این است که می‌توان سیستم گردش آب در کویل قرار داد، تا به دلیل ظرفیت گرمایی بالای آب، مانند هیت سینک عمل کند و از گرم شدن کویل در مدارهای توان بالا جلوگیر شود.

## 2-2-2- قوانین ترمودینامیک

با توجه به ماهیت حرارتی پروژه، متغیر خروجی مورد سنجش، میزان انرژی گرمایی منتقل شده از واحد

القایی به بار (لوله‌استیل) و متعاقباً به سیال (آب) است. لذا بررسی قوانین حاکم بر انتقال حرارت جهت درک رفتار دینامیکی سیستم الزامی است.

ارتباط بین انرژی گرمایی منتقل شده به ماده و تغییرات دمای حاصل از آن، توسط معادله اساسی ترمودینامیک بیان می‌شود:

$$\Delta Q = mc\Delta T \quad (2-3)$$

$\Delta T$  : اختلاف دما  $m$  : جرم ماده

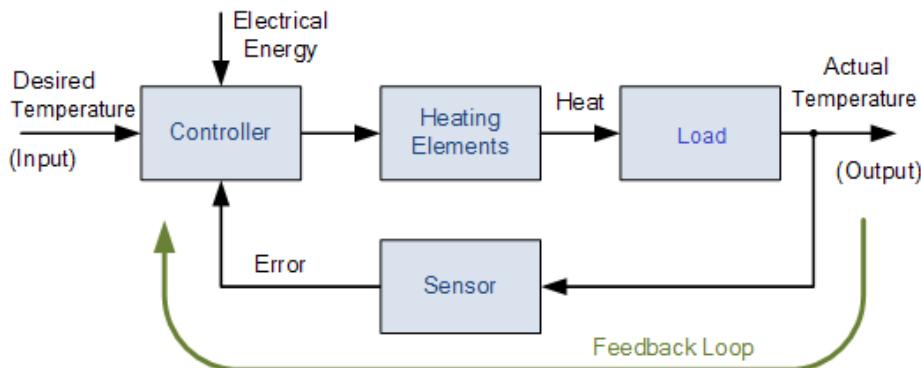
$\Delta Q$  : مقدار انرژی وارد شده  $c$  : ظرفیت گرمایی ویژه ماده

از آنجایی که توان برابر با نرخ تغییرات انرژی در واحد زمان است، می‌توان رابطه توان منتقل شده به سیال و نرخ افزایش دمای آن را به صورت یک رابطه خطی در نظر گرفت. این خطی بودن در نگاه اول فرآیند کنترل را تسهیل می‌کند؛ اما در واقعیت، سیستم فیزیکی تحت تأثیر متغیرهای متعددی از جمله اینرسی حرارتی مخزن و لوله‌های انتقال، نرخ جریان سیال (دبی پمپ) و تلفات حرارتی محیطی از بدنه سیستم قرار دارد که باعث ایجاد تأخیرهای زمانی و رفتارهای غیرخطی جزئی می‌شود. اگرچه می‌توان با استفاده از معادلات دیفرانسیل پیچیده، تمامی پارامترهای فیزیکی فوق را درتابع تبدیل سیستم لحاظ کرد، اما به دلیل ماهیت متغیر برخی پارامترها (مانند دمای محیط یا تغییرات دبی)، در این پژوهش از رویکرد جعبه سیاه (Black Box Modeling) استفاده شده است. در این دیدگاه، سیستم به عنوان یک واحد کلی در نظر گرفته شده و هدف، استخراج تابع تبدیل تحلیل پاسخ سیستم است. این روش نه تنها پیچیدگی‌های محاسباتی را کاهش می‌دهد، بلکه منجر به طراحی کننده‌ای مستحکم‌تر در برابر خطاها مدل‌سازی می‌گردد.

### 2-3- بخش دوم: استراتژی‌های کنترل دما

در مهندسی کنترل، هدف اصلی، تنظیم خروجی یک فرآیند (Plant) بر روی یک مقدار مطلوب (Set-point) است. این فرآیند به دو روش کلی حلقه باز (Open-Loop) و حلقه بسته (Closed-Loop) صورت می‌گیرد.

### 2-3-1- مبانی کنترل حلقه بسته



شکل (2-1) کنترل حلقه بسته سیستم حرارتی

در سیستم‌های حلقه باز، فرمان کنترلی بدون توجه به وضعیت فعلی خروجی صادر می‌شود. این روش در برابر اغتشاشات (مانند تغییر دمای محیط یا سرعت جریان آب در لوله) بسیار آسیب‌پذیر است. در مقابل، کنترل حلقه بسته با بهره‌گیری از حلقه بازخورد (Feedback)، مدام خروجی واقعی را با مقدار مطلوب مقایسه می‌کند. سیگنال ورودی به کنترل کننده در این حالت، سیگنال خطأ (error) نامیده می‌شود که حاصل تفاضل مقدار مطلوب و مقدار اندازه‌گیری شده توسط سنسور است. در پروژه حاضر، به دلیل لزوم پایداری دما در شرایط محیطی مختلف، از معماری حلقه بسته استفاده شده است.

در معماری حلقه بسته، تابع تبدیل مقدار خطأ به صورت زیر است:

$$E(s) = R(s) - Y(s) = R(s) - (G_c \cdot G)E(s)$$

(2-4)

$$\rightarrow E(s) = \frac{1}{1 + G_c \cdot G} \cdot R(s)$$

### 2-3-2- کنترل کننده PID

کنترل کننده PID رایج‌ترین ابزار کنترلی در صنعت است، که خروجی آن ترکیبی از سه عملگر ریاضی بر روی سیگنال خطأ می‌باشد. با توجه به ماهیت پروژه و پاسخ حرارتی سیستم، درک نقش هر یک از این اجزا ضروری است.

$$u(t) = K_p \cdot e(t) + K_i \cdot \int e(t) d(t) + K_d \cdot \frac{de(t)}{dt} \quad (2-5)$$

**ترم تنااسبی (P):**

خروجی این بخش مستقیماً با بزرگی خطا متناسب است. وظیفه اصلی آن ایجاد واکنش سریع به تغییرات دماس است. هرچه ضریب بهره ( $K_p$ ) بزرگتر باشد، سرعت پاسخ سیستم بیشتر می‌شود، اما احتمال نوسان و ناپایداری نیز افزایش می‌یابد.

$$K_p \cdot e(t) \xrightarrow{\mathcal{L}} G_c = K_p \quad (2-6)$$

**ترم انتگرال گیر (I):**

این بخش، از مقدار خطا انتگرال می‌گیرد و خطاها کوچک باقیمانده (Steady-state error) را در طول زمان جمع کرده و از بین می‌برد.

$$\begin{aligned} K_i \cdot \int e(t) d(t) &\xrightarrow{\mathcal{L}} G_c = \frac{K_i}{s} \\ E(s) = \frac{1}{1 + \frac{K_i}{s} \cdot G} \cdot R(s) &= \frac{s}{s + K_i \cdot G} \xrightarrow{t \rightarrow \infty} \frac{0}{0 + K_i \cdot G(0)} = 0 \end{aligned} \quad (2-7)$$

**ترم مشتق گیر (D):**

این ترم نرخ تغییرات خطا را محاسبه می‌کند. در واقع، این بخش مانند یک پیش‌بین عمل کرده و با مشاهده سرعت افزایش دما، پیش از رسیدن به نقطه مطلوب، فرمان اصلاحی صادر می‌کند. در این پروژه، با توجه به اینرسی حرارتی بالای لوله و آب وجود ترم مشتق گیر برای جلوگیری از بالا رفتن تاگهانی دما (Overshoot) پس از قطع کوره، نقشی کلیدی ایفا می‌کند.

$$K_d \cdot \frac{de(t)}{dt} \xrightarrow{\mathcal{L}} G_c = K_d S \quad (2-8)$$

### 2-3-3- استراتژی کنترل ناپیوسته (on/off) و هیسترزیس

در سیستم‌های قدرت نظیر کوره القایی، به دلیل نوع ورودی سیستم، گاهی کنترل پیوسته توان پیچیدگی طراحی را به شدت افزایش می‌دهد. در چنین شرایطی از کنترل ناپیوسته یا On/Off استفاده

می‌شود. در این حالت، کنترل کننده تنها فرمان روشن یا خاموش شدن را صادر می‌کند. به عنوان مثال، برای سیستم مورد بررسی ما ورودی سیستم اصلی ولتاژ است (جريان ورودی و فرکانس با خصوصیت‌های فیزیکی مدار تعیین می‌شوند) و بنابراین، خروجی کنترل کننده نیز باید از نوع ولتاژ باشد. حال، در صورتی که خروجی کنترل کننده از نوع آنالوگ باشد، عملگرد مدار می‌تواند خیلی پیچیده شود. بنابراین، خروجی کنترل کننده را فقط سطح ولتاژ 0 یا 1 تعیین می‌کنیم که تحلیل آن آسان‌تر است.

برای جلوگیری از سوییچینگ‌های بسیار سریع و مخرب در تزدیکی دمای مطلوب که ناشی از نویز سنسور یا نوسانات جزئی است، روش‌های زیادی وجود دارند. یکی از این روش‌ها، مفهومی به نام هیستریزیس (Hysteresis) یا بازه اطمینان (Dead-band) است. این استراتژی پایداری عملکرد سوییچ‌های قدرت (ماسفت‌ها) را تضمین می‌کند. نحوه اجرای این سیستم به این صورت است که بسته به شیب خروجی سیستم، کلیدزنی در فاصله‌ی اینمی از Threshold صورت می‌گیرد، که فاصله‌ی زمانی بین کلیدزنی‌ها را افزایش می‌دهد.

روش دیگری که برای جلوگیری از چترینگ (Chattering) سیستم استفاده می‌شود، قرار دادن تاخیر بین کلیدزنی‌هاست. به این صورت که فرکانس تغییر حالت خروجی کنترل کننده کم می‌شود و فاصله‌ی بین کلیدزنی‌ها افزایش می‌یابد.

### 2-3-4- مدلسازی سیستم

نخستین گام در طراحی و پیاده‌سازی یک کنترل کننده بهینه، دست‌یابی به مدل ریاضی یا تابع تبدیل آن سیستم است. این موضوع بخصوص برای سیستم‌های فیزیکی که دارای پارامترهای پیچیده و نامشخص هستند، از اهمیت دوچندانی برخوردار است. برای این کار، باید با دادن ورودی‌های متنوع به سیستم، خروجی سیستم را ثبت کرده و با تحلیل خروجی سیستم نزدیکترین تابع تبدیل به سیستم را بدست بیاوریم.

این کار طراحی کنترل کننده را به مراتب آسان‌تر می‌کند. زیرا سیستم ما را از یک جعبه سیاه به شکل تابع تبدیلی در می‌آورد که قطب‌ها و صفرهای آن مشخص‌اند. با تحلیل این قطب و صفرهای می‌توانیم واکنش سیستم به کنترل کننده‌های مختلف را پیش‌بینی کنیم و همچنین سیستم را قبل از طراحی فیزیکی کنترل کننده شبیه‌سازی کنیم. گرچه مدل استخراج شده همواره یک تقریب از واقعیت فیزیکی است و عواملی همچون نویزهای محیطی و عدم قطعیت‌های پارامتریک ممکن است تفاوت‌هایی میان شبیه‌سازی و آزمایش عملی ایجاد کنند، اما این مدل به عنوان یک اسکلت‌بندی مستحکم، مسیر طراحی کنترل کننده را از حالت

آزمون و خطا به یک رویکرد علمی و محاسباتی تغییر می‌دهد.

## 2-4- خلاصه و جمع بندی

در این فصل، قوانین فیزیک حاکم بر سیستم گرمایش القایی (قوانين الکترومغناطیس و ترمودینامیک) بررسی شد. با تحلیل این قوانین، نحوه عملکرد سیستم کوره‌ی القایی را توضیح دادیم و همچنین رابطه‌ی توان خروجی سیستم با بار و تغییر دمای آن را بررسی کردیم. در ادامه، توضیح مختصری از تعریف سیستم کنترلی و رایج ترین کننده‌ها دادیم و توضیح مختصری از چالش‌های کنترل سیستم فیزیکی، مثل وجود پارامترهای متعدد موثر در نحوه رفتار سیستم و روند عمومی طراحی کنترل کننده (تشخیص تابع تبدیل سیستم و شبیه‌سازی) دادیم. در فصل بعد، به طور خاص به سیستم کوره‌ی القایی و تفسیر قطعات مختلف آن و پارامترهای خروجی آن می‌پردازیم.

## فصل 3:

# مدل‌سازی و طراحی مفهومی سیستم

### 3-1- مقدمه:

در این فصل، به عملکرد کلی مدار کوره‌ی القایی و تاثیر قطعات مختلف بر پارامترها و برخی نکات ضروری در رعایت به هنگام انتخاب این قطعات تمرکز می‌کنیم. به مراحل بهینه سازی مدار در فصل بعد بیشتر پرداخته شده.

مشخص است که برای شناسایی خروجی سیستم، نیاز به سنسور و به ابزارهایی برای تبدیل خروجی سنسور به داده‌ی قابل تحلیل داریم. با توجه به تنوع زیاد سنسورهای دما، پارامترهایی که بررسی شد برای اینکه مورد مناسبی برای این پروژه استفاده شود، در این فصل توضیح داده خواهد شد.

الگوریتم‌های کنترلی بخش بعدی است که به آن می‌پردازیم و توضیح می‌دهیم که با توجه به نوع سیستم و ورودی‌ها و البته محدودیت‌های پیاده‌سازی، چه الگوریتمی برای این پروژه انتخاب شد.

### 3-2- تحلیل نحوه عملکرد مدار کوره القایی

ساختار کلی مدار کوره‌ی القایی بسیار ساده‌است و حتی برای نمونه‌های کوچک آزمایشی می‌توان از آن استفاده کرد. تنها تفاوت نمونه‌های صنعتی توان بالا با نمونه‌های آزمایشگاهی کوچک، انتخاب قطعات، استراتژی‌های کاهش اتلاف توان و رعایت اصول طراحی مدارهای جریان و توان بالاست.

این مدار که به ZVS (Zero-Voltage Switching) نیز معروف است، می‌تواند بدون هیچ کنترل‌کننده (خودتحریک) و فقط با ورودی ولتاژ DC ولتاژ سینوسی خالص بدون هارمونیک در خروجی تولید کند، که با

دادن این ولتاژ به یک کویل، می‌توانیم از آن به عنوان کوره‌ی القایی استفاده کنیم. عملکرد این مدار را در چند مرحله توضیح می‌دهیم:

#### لحظه‌ی شروع:

وقتی ولتاژ VCC وصل می‌شود، جریان از طریق دو مقاومت 470 اهم به Gate‌های هر دو ماسفت می‌رود. در دنیای واقعی، قطعات دقیقاً مثل هم نیستند و با خاطر همین تفاوت، یکی از ماسفت‌ها (مثلًاً ماسفت سمت راست) سریع‌تر از دیگری روشن می‌شود.

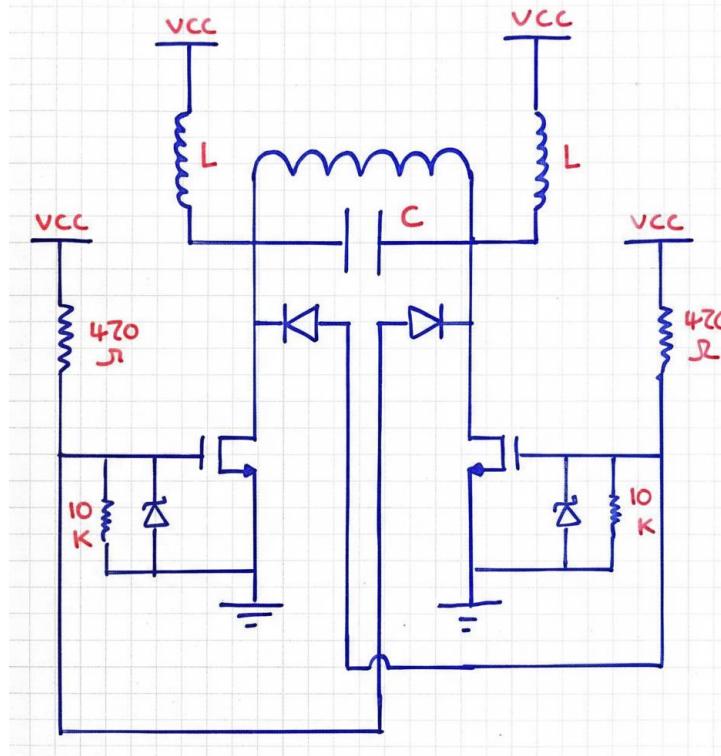
به محض اینکه ماسفت راست روشن شود ولتاژ آن به Source Drain آن که زمین است متصل می‌شود و چون Drain این ماسفت از طریق یک دیود به Gate ماسفت چپ متصل است ولتاژ Gate ماسفت چپ را به پایین می‌کشد و آنرا خاموش نگه می‌دارد. حالا جریان فقط از ماسفت راست عبور می‌کند.

#### مدار LC:

جریان از طریق کویل و ماسفت روشن به زمین می‌رود. در این لحظه، انرژی در میدان مغناطیسی سلف ذخیره می‌شود و سلف و خازن که باهم موازی هستند شروع به نوسان و تبادل انرژی می‌کنند. ولتاژ روی خازن به صورت سینوسی بالا می‌رود.

#### سوئیچینگ در ولتاژ صفر:

وقتی ولتاژ سینوسی روی مدار LC به صفر می‌رسد، شرایط عوض می‌شود. حالا Drain ماسفت راست VCC می‌شود و دیود متصل به گیت ماسفت چپ دیگر نمی‌تواند آنرا زمین کند. حالا ماسفت سمت چپ اجازه پیدا می‌کند که روشن شود. این جایه جایی دقیقاً زمانی رخ می‌دهد که ولتاژ صفر است، به همین دلیل به آن Zero-Voltage Switching می‌گویند، که باعث می‌شود ماسفت‌ها اصلاً داغ نشوند. چون در لحظه‌ی سوئیچینگ ولتاژی روی آنها نیست که تلفات ایجاد کند.



شکل (3-1) مدار ZVS (ساختار کلاسیک دو سلفی)

### 3-3-3- تحلیل المان‌های مدار کوره و اثرات آنها

#### 3-3-1-SLF های RFC

اگر در مدار دقت کنید، علاوه بر کویل اصلی مدار که با خازن موازی است، دو سلف دیگر هم در مدار وجود دارند که دو سر مدار LC موازی را به VCC وصل می‌کنند. این سلف‌ها، سلف‌های RFC (Radio Frequency Choke) نام دارند.

در مدار ZVS، مدار LC یک ولتاژ سینوسی با دامنه‌ی بالا تولید می‌کند. اگر این مدار مستقیماً به منبع تغذیه DC متصل شود، اجزه نمی‌دهد ولتاژ در ماسفت‌ها بالا برود و نوسان شکل بگیرد. این سلف‌ها وظیفه دارند امپدانس بالایی ( $X_L = 2\pi fL$ ) در برابر مولفه AC فرکانس بالا ایجاد کرده و مانع از بازگشت نوسانات به منبع تغذیه شوند. در واقع، این سلف‌ها منبع ولتاژ را به یک منبع جریان تبدیل می‌کنند به دلیل اینکه سلف‌ها تمایل دارند جریان عبوری خود را ثابت نگه دارند ( $V = L \frac{di}{dt}$ ). به این صورت وقتی ماسفت‌ها سوئیچ می‌کنند، سلف‌های RFC جریان را به آرامی و بدون جهش‌های ناگهانی به مدار تزریق می‌کنند.

مشاهدات تجربی در طول پروژه نشان داد که کاهش اندوکتانس این سلفها منجر به افزایش شدید جریان بی‌باری (جریان منبع در حالتی که هیچ باری درون کویل نیست) و ناپایداری در شروع نوسان مدار (Startup) می‌گردد. درواقع، یا مدار نوسان نمی‌کند، یا اگر جریان محدود نشود (مثل منبع تغذیه که فقط توان تامین 3 آمپر جریان را دارد) ممکن است ترانزیستورها حتی منفجر شوند. بنابراین، مقدار این سلفها باید به گونه‌ای انتخاب شوند که علاوه بر تحمل جریان عبوری، راکتانس کافی برای ایزوله کردن منبع تغذیه از بخش نوسان‌ساز را فراهم کنند.

نیاز است توضیحی در مورد جنس هسته‌ی این سلفها هم داده شود. اگر سلفها را بدون هسته بسازیم، برای رسیدن به اندوکتانس مطلوب (مثلاً 100 میکروهانتری)، نیاز داریم صدها دور سیم ضخیم بپیچیم که منجر به یک سلف بسیار بزرگ با مقاومت مسی بسیار بالا می‌شود، که باعث اتلاف توان سیستم و داغ شدن سلفها می‌شود. پس وجود هسته الزامیست. حال برای انتخاب جنس هسته‌ها، باید به چند نکته توجه داشت.

جریان DC اصلی (جریانی که از منبع تغذیه به سمت کوره می‌رود) یک چگالی شار مغناطیسی ثابت در هسته ایجاد می‌کند. هر هسته‌ی مغناطیسی ظرفیت محدودی برای عبور دادن خطوط شار دارد. وقتی جریان DC زیاد می‌شود، هسته به مرز ظرفیتش نزدیک می‌شود. هسته‌ی پودر آهن خیلی دیرتر و کندر اشباع می‌شود. اشباع شدن سلف در مدار، به صورت شنیده شدن صدای ویزویز از سلفها مشاهده می‌شود.

همچنین، باوجود اینکه سلف سعی می‌کند جریان را ثابت نگه دارد، اما در دو سر سلف ولتاژ با فرکانس بالا در حال نوسان است. این نوسان باعث می‌شود که یک ریپل جریان متناوب روی جریان DC سوار شود. این جریان متناوب خود باعث بوجود آمدن جریان‌های گردابی در هسته‌ی سلف خواهد شد، که در فرکانس بالا، سلف را به شدت داغ می‌کند و باعث اتلاف توان می‌شود. هسته‌ی پودر آهن در این مورد هم انتخاب مناسبی است زیرا به دلیل ایزوله بودن ذرات آهن، جریان‌های گردابی تشکیل نمی‌شوند.

در پیچیدن این سلفها هم باید دقت بسیاری شود، زیرا کوچکترین تغییر در فاصله‌ی هوایی می‌تواند اندوکتانس سلف را به شدت تغییر دهد. به عنوان مثال، در طی انجام این پروژه در دو مرحله از دو سلف متفاوت استفاده شد که مقاومت مسی یکی  $\frac{4}{3}$  دیگری بود، که به ما این آگاهی را داد که تعداد دورهای پیچیده شده‌ی سلف دوم  $\frac{4}{3}$  اولی است. اما با تست اندوکتانس این سلفها متوجه شدیم که اندوکتانس سلف بزرگتر، نزدیک به ۵.۵ برابر اندوکتانس سلف کوچکتر بود.

### 3-3-2- ماسفت‌ها

المان‌های مهم دیگر مدار، کلیدها یا همان ترانزیستورهای ماسفت هستند. این قطعات با فرکانس مدار رزونانسی روشن و خاموش می‌شوند و سیگنال متناوب خروجی را تولید می‌کنند. برای انتخاب این قطعات، به چند نکته باید دقت کرد.

نکته اول، اینکه ماسفت‌ها باید توان تحمل جریان عبوری مدار را داشته باشند. در هنگام وصل ولتاژ، جریان تقریباً بدون هیچ مقاومتی از مسیر LC-RFC-ترانزیستور-زمین حرکت می‌کند. تنها مقاومت‌های این مسیر، مقاومت خود قطعات و اتصالات است، که مقدار قابل توجهی نیست. بنابراین جریان عبوری از این مسیر زیاد خواهد بود. در صورتی که ترانزیستور توان تحمل این جریان را نداشته باشد، قطعاً می‌سوزد.

نکته دوم، حداکثر فرکانس کلیدزنی مجاز قطعه است. روشن یا خاموش شدن ماسفت‌ها به زمان نیاز دارد و در صورتی که کلیدها با فرکانس بیشتری از فرکانس مجازشان کلیدزنی شوند، آسیب می‌بینند و عملکردشان دچار اختلال می‌شود. بنابراین هم باید فرکانس کلیدزنی قطعات را در هنگام انتخاب مد نظر داشت، هم بخش LC مدار را طوری انتخاب کرد که فرکانس نوسان از حد تحمل کلیدها بیشتر نشود.

نکته سوم، اینکه ولتاژ گیت-سورس ماسفت‌ها، باید به اندازه‌ای باشد که ولتاژ ورودی مدار به آن آسیبی نزدند. مثلاً اگر قصد داریم ولتاژ 24 ولت به VCC بدھیم، ماسفت باید تحمل  $V_{GS} > 24$  را داشته باشد و همچنین ولتاژ روشن شدنش از این مقدار بیشتر نباشد.

### 3-3-3- خازن‌ها

همان‌طور که در تشریح عملکرد کوره به آن اشاره شد، خازن‌ها به همراه کویل القایی، ارکان اصلی مدار تانک را تشکیل می‌دهند. این قطعات نه تنها وظیفه ذخیره و تبادل انرژی را بر عهده دارند، بلکه تعیین‌کننده اصلی فرکانس رزونانس سیستم هستند. رابطه فرکانس خروجی با پارامترهای مدار به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3-1)$$

مطابق این رابطه، کاهش ظرفیت خازنی منجر به افزایش فرکانس ولتاژ خروجی می‌گردد. با این حال،

محدودیت‌های کلیدزنی در ماسفت‌ها و تلفات سوئیچینگ ایجاد می‌کند که ظرفیت خازنی در محدوده‌ای انتخاب شود که فرکانس رزونانس از حد مجاز کلیدهای نیمه‌هادی فراتر نرود. اما به جز بحث ظرفیت، پارامترهای بالهیت دیگر هم در انتخاب خازن برای کوره القایی نقش تعیین‌کننده‌ای دارند

از جمله این پارامترها، جریان متناوب مجاز خازن است. در مدارات ZVS، جریان‌های بسیار بزرگی (گاهی چندین برابر جریان منبع تغذیه) در حلقه مدار تانک به نوسان در می‌آیند. خازن انتخاب شده باید توانایی تحمل این جریان متناوب در فرکانس‌های بالا را داشته باشد. خازن‌های معمولی (مانند الکتروولیت یا پلی‌استر ساده) در این شرایط به دلیل عدم تحمل جریان، به سرعت داغ شده و منفجر می‌شوند. علاوه‌بر جریان، خازن‌های مدار تانک در معرض ولتاژ‌های سینوسی با دمانه‌های بالا هم هستند که دامنه آن‌ها می‌تواند چندین برابر ولتاژ تغذیه باشد. علاوه‌بر ولتاژ نامی، خازن باید در برابر تغییرات سریع ولتاژ نسبت به زمان  $\frac{dV}{dt}$  مقاوم باشد تا دچار شکست دی‌الکتریک نشود.

نکته‌ی مهم دیگر، مقدار تلفات روی این المان است. خازن‌ها دارای یک مقاومت داخلی ناچیز به نام ESR هستند. در فرکانس‌های بالا، حتی مقاومت‌های در حد میلی‌اهم نیز به دلیل عبور جریان‌های بزرگ، تلفات توان شدیدی ایجاد می‌کنند. لذا استفاده از خازن‌های با دی‌الکتریک پلی‌پروپیلن (به‌ویژه سری MKP) که دارای ESR بسیار پایینی هستند، امری حیاتی است.

### 3-3-4- کویل

کویل اصلی سیستم، بارزترین بخش فیزیکی مدار است که وظیفه تبدیل انرژی الکتریکی به میدان مغناطیسی متغیر را بر عهده دارد. همان‌طور که در فصل پیش توضیح داده شد ولتاژ نوسانی مدار تانک به دو سر این کویل اعمال می‌گردد و با قرارگیری بار در مرکز این سیم پیچ، انتقال انرژی به علت قوانین الکترومغناطیسی که پیشتر بررسی کردیم صورت می‌گیرد.

در ابتدا، عبور جریان متناوب با فرکانس بالا از کویل، طبق قانون آمپر، یک میدان مغناطیسی متغیر با زمان در فضای داخلی آن ایجاد می‌کند؛ سپس این میدان متغیر، طبق قانون فارادی، در بدنه لوله آهنی ولتاژی القا کرده که منجر به برقراری جریان‌های گردابی می‌گردد. این جریان‌ها به دلیل مقاومت الکتریکی بار، طبق قانون ژول به حرارت تبدیل می‌شوند.

در طراحی این کویل، رعایت برخی پارامترها برای بهینه‌سازی بازده سیستم الزامی است.

مورد اول، سطح مقطع و ماده‌ی تشکیل‌دهنده‌ی لوله‌ی کویل است. همانطور که در فصل قبل توضیح دادیم، به علت اثر پوستی، در فرکانس‌های کاری این پروژه، جریان تمایل دارد به جای عبور از مرکز سیم، از سطح خارجی آن عبور کند؛ به همین دلیل، استفاده از لوله‌های توخالی یا سیم‌های با سطح مقطع بالا ضرورت دارد. در مورد جنس لوله، استفاده از لوله‌ی مسی مقدار مقاومت درونی لوله را کاهش می‌دهد، که باعث کاهش توان تلف شده و کمتر داغ شدن آن می‌شود. این نکته همچنین در مورد افزایش سطح مقطع لوله نیز برقرار است؛ بنابراین، در صورتی که امکان انتخاب بالاترین سطح مقطع و بهترین جنس به طور همزمان نبود، باید با بررسی عملکرد مدار، اولویت‌بندی انجام دهیم. به عنوان مثال در مرحله‌ی نهایی این پروژه، سطح مقطع به جنس اولویت داده شد و به جای لوله‌ی مسی از یک لوله‌ی آلومینیومی با سطح مقطع بزرگتر برای ساخت کویل استفاده شد.

نکته‌ی بسیار بالاهمیت دیگر، هندسه و ضریب تزویج کویل است. فاصله بین لوله بار و دیواره‌های کویل، تعیین‌کننده ضریب تزویج مغناطیسی است. هرچه بار به سیم پیچ نزدیک‌تر باشد، نشت شار مغناطیسی کمتر شده و انتقال توان با بازده بیشتری صورت می‌گیرد. همچنین، اندوکتانس کویل (متناسب با تعداد حلقه‌های کویل)، مشابه ظرفیت بانک خازنی، یکی از دو عامل تعیین‌کننده‌ی فرکانس ولتاژ خروجی است.

### 3-3-5- دیودها

در ساختار مدار نوسان‌ساز ZVS، دیودها بین گیت ماسفت یک شاخه و درین ماسفت شاخه‌ی دیگر قرار می‌گیرند و وظیفه تخلیه ولتاژ گیت ترانزیستورها را در لحظات کلیدزنی بر عهده دارند. با توجه به فرکانس کلیدزنی، سرعت قطع و وصل شدن این دیودها اهمیت بسیار زیادی دارد، به خاطر همین عموماً از دیودهای Fast Recovery (مانند سری FR یا UF) به جای دیودهای معمولی (مانند سری N1) استفاده می‌شود. پارامتر زمان بازیابی معکوس در دیودهای Fast Recovery کوچکتر از دیودهای معمولی است، که باعث می‌شود دیود بتواند با سرعت بالایی قطع و وصل شود.

دیودهای معمولی (مانند 1N4007) برای فرکانس برق شهر (60/50 هرتز) طراحی شده‌اند. در فرکانس‌های بالای کوره القایی، این دیودها بسیار کند عمل می‌کنند. زمانی که مدار فرمان می‌دهد دیود باید قطع شود، دیود معمولی به دلیل زمان بازیابی طولانی، همچنان برای مدتی در حالت رسانا باقی می‌ماند. این

تأخیر باعث می‌شود ولتاژ گیت در زمانی که باید، تخلیه نشود یا برعکس و همچنین دیود به شدت داغ شده و درنهایت بسوزد. بعلاوه، زمان‌بندی دقیق سوئیچینگ در ولتاژ صفر به هم خورده و ماسفت‌ها در خارج از ناحیه ایمن کار می‌کنند.

دیودهای Fast Recovery می‌توانند در کمتر از ۵۰ نانوثانیه تغییر وضعیت دهند. این سرعت بالا تضمین می‌کند که ولتاژ گیت ترانزیستورها دقیقاً هماهنگ با نوسانات مدار تانک تخلیه شود. همچنین، این دیودها با تخلیه سریع بار خازنی گیت، از باقی ماندن ماسفت در ناحیه خطی جلوگیری کرده و گرمای تولید شده در سوئیچ‌ها را به حداقل می‌رسانند.

### 3-3-6- مقاومت گیت

در مدار نوسان‌ساز ZVS، مقاومت‌های متصل به گیت (در اینجا ۴۷۰ اهم) وظیفه تأمین جریان لازم برای شارژ خازن ورودی ماسفت  $C_{iss}$  و روشن نگه داشتن آن را بر عهده دارد. این مقاومت‌ها بین ولتاژ تغذیه VCC و گیت ترانزیستورها قرار می‌گیرند و نقش آن‌ها از دو جنبه حائز اهمیت است

زمان روشن شدن یک ماسفت مستقیماً به سرعت شارژ خازن گیت بستگی دارد. مقدار ۴۷۰ اهم یک توازن (Trade-off) ایجاد می‌کند؛ اگر مقدار مقاومت خیلی زیاد باشد، جریان شارژ کم شده، ماسفت به کندی روشن می‌شود و مدت زمان بیشتری در ناحیه خطی باقی می‌ماند که نتیجه آن داغ شدن شدید ماسفت است. اگر مقدار مقاومت خیلی کم باشد، جریان لحظه‌ای گیت بسیار بالا رفته و ممکن است به دیودهای زنر یا خود گیت آسیب برساند. با توجه به ولتاژ بالای سر این مقاومت، لازم است مقاومتی انتخاب شود که توان تحملی بالایی داشته باشد. به طور معمول، از مقاومتهاهای آجری برای این منظور استفاده می‌شود. (در طی همین پروژه، در ابتدا از مقاومتهاهای توان ۵ وات و درنهایت با توان 10 وات استفاده شد)

### 3-3-7- مقاومت Pull-Down و دیود زنر

علاوه بر مقاومتهاهای آجری، دو المان دیگر نیز به گیت ترانزیستورها متصل هستند که نقش حفاظتی برای ماسفت دارند. مقاومت 10 کیلو اهم و یک دیود زنر که به صورت معکوس به گیت ماسفت وصل شده است. حضور دیود زنر باعث می‌شود که در صورت افزایش بیش از حد ولتاژ، با اتصال گیت به زمین، از

آسیب دیدن ترانزیستور جلوگیری شود. و مقاومت Pull-Down هم باعث جلوگیری از float شدن ولتاژ سرگیت و نیمسوز شدن ترانزیستور می‌شود.

### 3-4- سیستم سنجش و پایش دما

سنسورهای سنجش دمای با مکانیزم‌های عملکردی متفاوتی در صنعت موجود هستند. در انتخاب یک سنسور مناسب برای سیستم گرمایشی القایی، با توجه به وجود میدانهای مغناطیسی قوی و نیاز به دقت بالا در کنترل دمای سیال، پارامترهای زیر از اهمیت محوری برخوردارند.

#### نوع خروجی:

سنسورها از نظر نوع خروجی به سه دسته‌ی کلی تقسیم می‌شوند:  
آنالوگ ولتاژی/جريانی: مانند سنسور LM35 که خروجی ولتاژ متناسب با دما می‌دهد. این سنسورها در محیط‌های صنعتی پرنویز (مثل کنار کوره‌ی القایی) به شدت دچار خطا می‌شوند.  
دیجیتال: مانند DS18B20 که داده را به صورت پروتکلهای سریال ارسال می‌کند.  
مقاومتی: که خروجی آنها تغییر در مقدار مقاومت الکتریکی قطعه‌است

#### بازه‌ی اندازه‌گیری:

بازه‌ی دمایی باید فراتر از دمای هدف پروژه (دمای لوله آب داغ) باشد. سنسورهای نیمه‌هادی معمولاً تا 150 درجه سانتیگراد را پوشش می‌دهند، در حالی که برای دمای‌های بالاتر، ترموموپلهای RTD‌ها الزامی هستند.

#### مشخصه‌ی خروجی:

نمودار تغییرات خروجی نسبت به دما مشخص می‌کند که پردازش داده چقدر پیچیده خواهد بود. سنسورهایی با نمودار غیرخطی (مانند NTC‌ها) نیاز به محاسبات سنگین ریاضی و جدول برای تشخیص دما در میکروکنترلر دارند، در حالی که سنسورهای خطی بار محاسباتی سیستم را کاهش و دقت را افزایش می‌دهند.

با توجه به نکات ذکر شده، ما سنسوری انتخاب کردیم که اولاً نوع خروجی اش مقاومتی (RTD) باشد

تا در حضور کوره‌ی الایی دچار مشکل نشود، دوماً مشخصه‌ی خروجی اش خطی باشد تا نیاز به تحلیل کمتری در میکروکنترلر نیاز باشد (نیاز به پردازش زیاد خروجی سنسور می‌تواند احتمال خطأ را افزایش دهد) و سوم، توانای تحمل دمای بالایی داشته باشد.

سنسوری که پس از این بررسی‌ها به آن رسیدیم، سنسور PT100 دوسيمه با غلاف استیل است. اين سنسور علاوه‌بر خطی بودن، به عنوان يك استاندارد صنعتی برای اندازه‌گیری دقیق دما شناخته می‌شود و نسبت به ترموموپل‌ها در دماهای متوسط پایداری بیشتری دارد. همچنین، اين سنسور توانایی اندازه‌گیری دما تا 600 درجه سانتیگراد را دارد که برای کار ما ایده آل است.

نکته‌ی دیگری که استفاده از این سنسور را بسیار مطلوب می‌کند، این است که درایورهای مبدل آنالوگ به دیجیتال این سنسور بسیار در دسترس‌اند و علاوه‌بر ساده کردن کار با این سنسور، اثر نویزهای الکترومغناطیسی کوره را به حداقل می‌رسانند.

ماژول ارتباطی MAX31865 به همین منظور انتخاب شد و رابط بین سنسور و میکرو قرار گرفت. این ماژول مانند يك پل بین میکرو و سنسور عمل می‌کند و با دادن يك ولتاژ مشخص به سنسور، تغییرات جزئی مقاومت آنرا می‌سنجد و این دیتای آنالوگ را به دیجیتال تبدیل می‌کند. این ماژول با پروتکل SPI با میکرو در ارتباط است و دمای دقیق را به میکرو ارسال می‌کند.

با اضافه شدن ماژول و سنسور، بلوک دیاگرام بخش فیدبک سیستم به این شکل در خواهد آمد: همانطور که در شکل مشخص است، سنسور دمای خروجی سیستم (آب / لوله) را می‌سنجد، ماژول این مقدار را به دما تبدیل می‌کند و دما به میکروکنترلر که هسته‌ی تصمیم‌گیری سیستم است MAX31865 ارسال می‌شود.



شکل (3-2) دیاگرام بخش فیدبک

### 3-5- استراتژی کنترل دما

پس از بررسی دقیق سازوکار سیستم و عملکرد تمامی المان‌ها، نوبت به طراحی استراتژی کنترل دما می‌رسد. در این بخش، هدف اصلی شناسایی متغیرهای ورودی قابل تنظیم و انتخاب کارآمدترین روش برای تغییر وضعیت سیستم است. به‌طور کلی، برای کنترل توان ورودی و به‌تبع آن کنترل دما، چندین رویکرد فنی وجود دارد:

**تغییر سطح ولتاژ:** در این روش با کاهش یا افزایش دامنه ولتاژ، توان مصرفی المان حرارتی تغییر می‌کند. اگرچه این روش کنترل پیوسته‌ای ارائه می‌دهد، اما نیازمند تجهیزات جانبی پیچیده و گران‌قیمتی مانند منابع تغذیه متغیر یا مبدل‌های DC-to-DC پرقدرت است که باعث اتلاف انرژی به صورت حرارت در خود مدار کنترل می‌گردد.

**تغییر فرکانس یا کنترل فاز:** این متد که معمولاً در سیستم‌های AC استفاده می‌شود، با برش زدن شکل موج ولتاژ، توان را تغییر می‌دهد. با این حال، اجرای این روش باعث ایجاد نویزهای شدید الکترومغناطیسی (EMI) در مدار شده و پیچیدگی طراحی بخش درایور را بهشدت افزایش می‌دهد.

#### (On/Off Control): انتخاب نهایی: استراتژی قطع و وصل کامل

با مقایسه روش‌های فوق، مشخص گردید که بهینه‌ترین راه برای کنترل این سیستم، قطع و وصل کامل ولتاژ تغذیه از مدار است. در این روش تنها با استفاده از یک سوییچ الکترونیکی (مانند رله یا ماسفت)، می‌توان بدون نیاز به تغییر در سطح ولتاژ، جریان را مدیریت کرد. برخلاف روش‌های خطی، در حالت On/Off سوییچ یا کاملاً باز است یا کاملاً بسته؛ بنابراین تلفات توان روی قطعات کنترلی به حداقل پتانسیل خود می‌رسد. همچنین با توجه به اینرسی حرارتی سیستم، نیازی به تغییرات لحظه‌ای و بسیار دقیق ولتاژ نیست و می‌توان با تعریف یک محدوده مجاز (Hysteresis)، دما را به خوبی در نقطه مطلوب حفظ کرد.

بنابراین، با تکیه بر این منطق، استراتژی کنترل دو وضعیتی به عنوان راهکار نهایی پروژه انتخاب و پیاده‌سازی شد.

### 3-6- خلاصه و جمع بندی

در این فصل، با شکل مدار ZVS و قطعات استفاده شده در آن آشنا شدیم. همچنین بررسی کردیم نحوه کارکرد هر کدام از این قطعات در مدار چگونه است و چه پارامترهایی در انتخاب هریک از قطعات دارای اهمیت هستند. با اینکه در این فصل به تشریح این نکات پرداخته شده، خیلی از دانش مربوط به انتخاب قطعات و تاثیر پارامترهای آنها در عملکرد مدار از مراحل طی شده در فصل آینده بدست آمده، اما به دلیل حفظ شدن ساختار گزارش، در این فصل به آنها پرداخته شد.

در انتهای فصل، به بخش کنترل و به طور خاص نوع خروجی کنترل کننده و عملکرد سنسور پرداخته شد و پارامترهای قابل توجه در انتخاب سنسور و انتخاب روش کنترل مطرح شد.

## فصل 4:

# پیاده‌سازی سیستم

### 4-1 مقدمه

در این فصل به توضیح مسیری که طی شد تا به نمونه‌ی نهایی بررسیم می‌پردازیم. با شروع از نمونه‌ی اولیه، توضیح می‌دهیم که در هر مرحله با چه چالش‌هایی روبه رو شدیم و برای رفع آن چالش‌ها چه تصمیماتی گرفته شد. در نهایت، پس از رسیدن به نمونه‌ی نهایی، فرآیند کنترل سیستم را توضیح می‌دهیم و مراحل طی شده در مسیر رسیدن به کنترل کننده‌ی بهینه را شرح می‌دهیم.

### 4-2 فاز اول: نمونه آزمایشگاهی اولیه

هدف از اعمال تغییرات در مدار در این فاز، اعمال بیشترین ولتاژ برای کمترین جریان بی‌باری به مدار بود؛ به طوری که جریان بی‌باری خارج از تحمل مدار نباشد و ولتاژ VCC به اندازه‌ای باشد که ترانزیستورها را روشن کند و مدار LC شروع به نوسان کند. همچنین، کاهش جریان بی‌باری معادل کاهش توان مصرفی مدار در حالت بدون بار است. این موضوع باعث می‌شود که توان کمتری در قطعات تلف شود و علاوه بر خنک و سالم ماندن قطعات، بتوانیم بیشتر توان منبع تغذیه را به بار منتقل کنیم. در تمام مراحل تا قبل از ساخت نمونه‌ی نهایی، به دلیل استفاده از منبع تغذیه (با محدودیت جریان) جریان بی‌باری روی 3 آمپر حفظ شد و درواقع ولتاژهای بی‌باری با هم مقایسه شد (هدف: بالابردن ولتاژ بی‌باری).

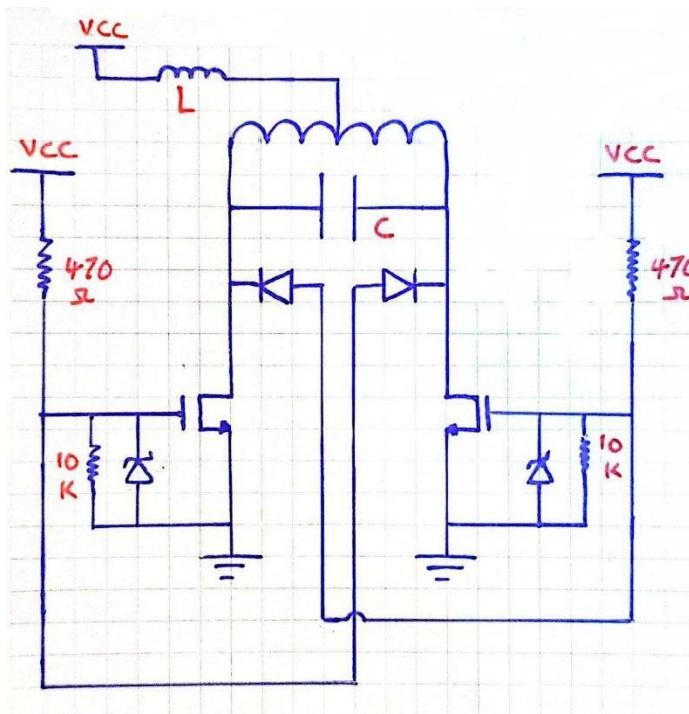
در مرحله‌ی اول پیاده‌سازی سختافزار، مدار نوسان‌ساز ZVS با استفاده از قطعات موجود و بدون دیود زنر و مقاومت‌های Pull-Down ساخته شد. در طرح اولیه (مطابق با ساختار کلاسیک دو سلفی)، از دو خازن  $330nF$  (به صورت موازی)، دو ترانزیستور HN75N09AP ( $V_{th} = 4.5$ )، دو سلف توروئیدی با

اندوکتانس  $100\mu H$  و یک کویل سیم لاکی با اندوکتانس  $1.28\mu H$  استفاده شد. نتایج اولیه نشان دهنده جریان بی‌باری برابر 3 آمپر در 1.4 ولت بود، که مقدار بسیار کوچکی است، بنابراین تصمیم بر این شد که تعداد خازن‌ها افزایش پیدا کند.

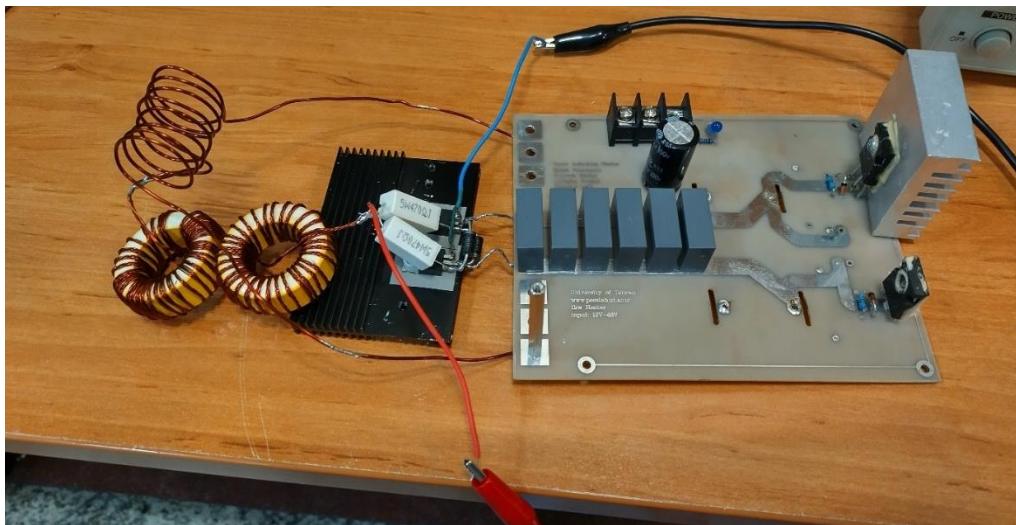
تعداد خازن‌ها را به 6 خازن  $330nH$  افزایش دادیم (اتصال به صورت موازی). تست مدار با همان کویل و سلف‌های RFC انجام شد و نتیجه‌ی جدید برابر 4 ولت برای جریان 3 آمپر بود، که بهبود خوبی محسوب می‌شد.

دلیل اینکه تعداد خازن‌ها را افزایش دادیم و آنها را با هم موازی کردیم، به جای اینکه یک خازن با ظرفیت بیشتر جایگزین کنیم، این بود که مقاومت داخلی این خازن‌ها با موازی شدن کاهش پیدا کند، که این موضوع اتلاف توان روی خازن‌ها را کاهش می‌دهد و از داغ شدن یا سوختن آنها جلوگیری می‌کند. در مرحله‌ی بعد، تاثیر بالبردن اندوکتانس سلف‌های RFC را در مدار آزمایش کردیم. به دلیل محدودیت قطعات، شکل مدار را از ساختار کلاسیک دوسلفی، به مدل Center-Tapped تغییر دادیم، تا بتوانیم دو سلف  $100\mu H$  موجود را با هم سری کرده و اندوکتانس سلف RFC را افزایش دهیم. مشاهده شد که ولتاژ بی‌باری مدار به 9 ولت برای جریان 3 آمپر افزایش پیدا کرد.

نتیجه‌ای که از این بخش بدست آمد، این بود که اولاً افزایش اندوکتانس سلف‌های RFC منجر به کاهش جریان بی‌باری می‌شود، هم اینکه در توپولوژی Center-Tapped RFC تاثیری معادل دو سلف RFC در مدل کلاسیک دارد.



شکل (4-1) مدار (Center-Tapped ZVS) (مدل ZVS)



شکل (2-4) مدار (3A-9V) Center-Tapped

همچنین، این مدار موفق به داغ کردن تیغه‌ی کاتر در مدت زمان حدوداً یک دقیقه شد، بنابراین می‌توانیم نتیجه بگیریم که ولتاژ 9 ولت به اندازه‌ای بود که منجر به روشن شدن ترانزیستورها و نوسان مدار LC شود. اگرچه توان قابل توجهی بر روی کویل سیم لامپ تلف شد که باعث داغ شدن آن شد.

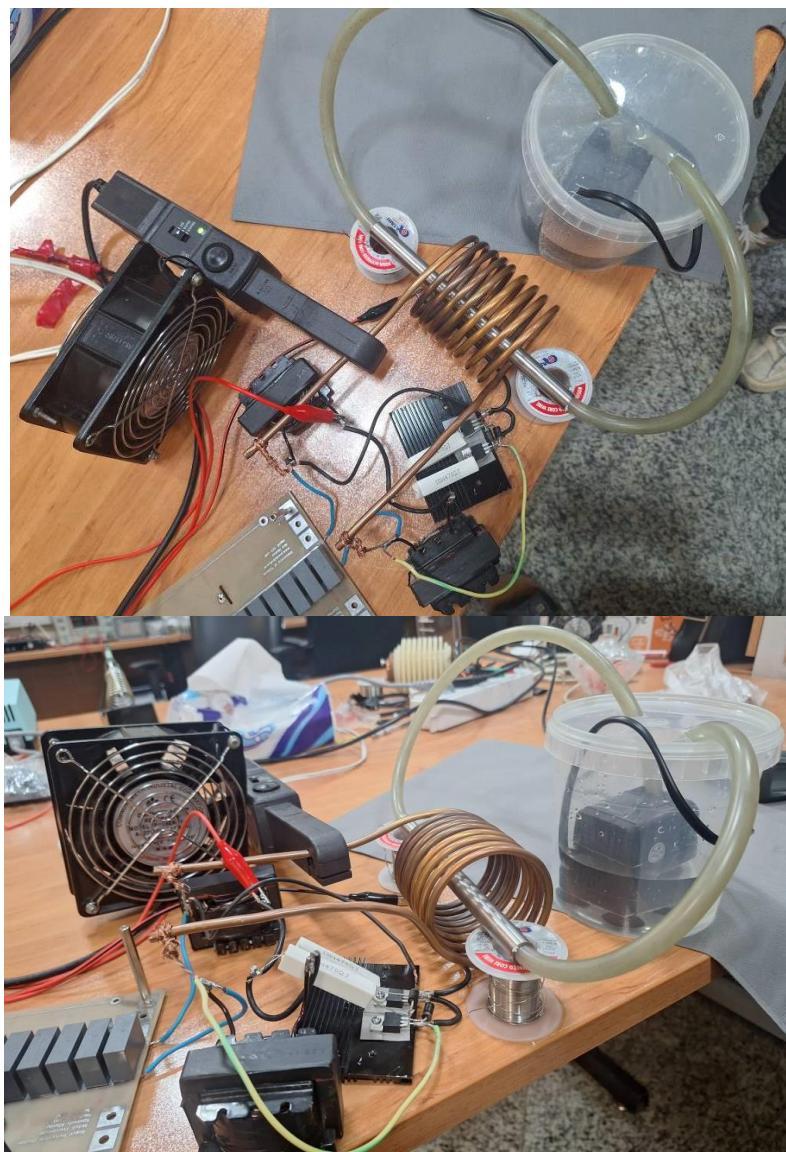
در مرحله‌ی بعدی، هدف را انتخاب کویل مناسب تر قرار دادیم. نیاز به اتصال به مرکز کویل در توپولوژی Center-Tapped برای ما ایجاد محدودیت می‌کند؛ زیرا ساخت کویلی که دسترسی به مرکز آن ممکن باشد، سخت تر از کویل معمولی است. به دلیل این محدودیت، شکل مدار را مجدداً به فرم کلاسیک برگرداندیم و به دلیل این تغییر، این بار از دو سلف RFC با اندوکتانس  $2mH$  استفاده کردیم. همچنین به جای استفاده از سلف تروئیدی، از سلف با هسته‌ی فربت EI استفاده کردیم. کویل جدیدی که در مدار جایگذاری شد، یک کویل مسی توخالی با قطر خارجی 0.5 سانتی متر و اندوکتانس  $H = 3.84 \mu H$  است. نتیجه‌ی تست این مدار، 28 ولت برای 3 آمپر بود که نتیجه‌ی بسیار خوبی بود و سیستم موفق به داغ کردن لوله‌ی هدف در مدت زمان چند دقیقه‌ای شد. فرکانس ولتاژ خروجی در این حالت برابر 57.6 کیلوهرتز و دامنه‌ی آن 40 ولت بود. فرکانس خروجی با مقدار پارامترهای سلف و خازن همخوانی دارد:

$$C = 1.98 \mu F \quad , \quad L = 3.84 \mu H \quad (4-1)$$

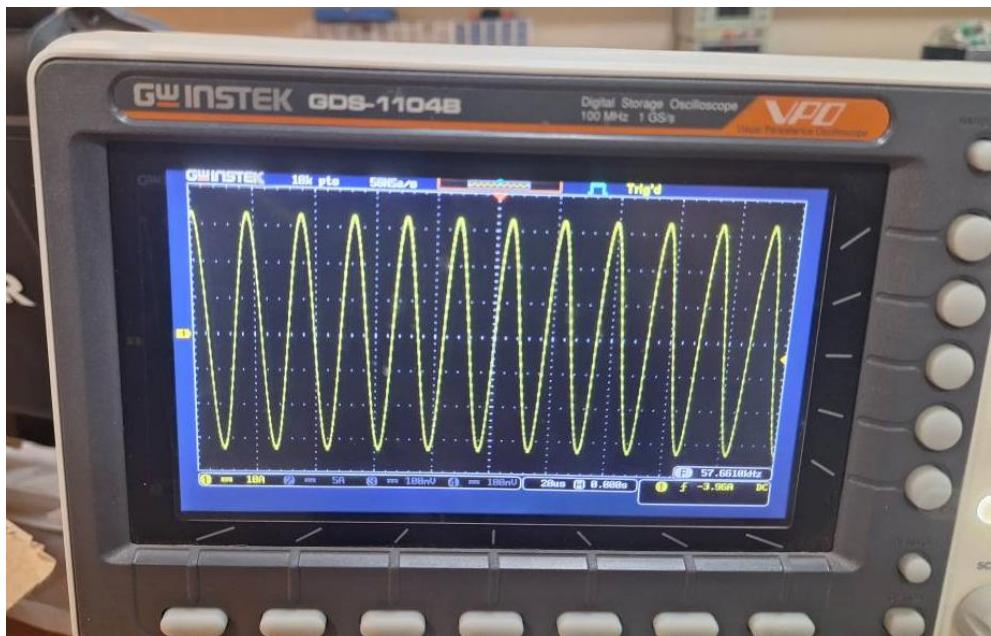
$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^{-6} \cdot \sqrt{1.98 \times 3.84}} = 57.719 \text{ KHz}$$

مرحله‌ی بعد، سیستم چرخش آب را به مدار اضافه کردیم. این سیستم، شامل یک مخزن پلاستیکی کوچک حاوی آب، یک پمپ آکواریوم کوچک و دو شلنگ پلاستیکی بود که به سر و ته لوله‌ی فلزی متصل میشدند. مشکلی که در تست این سیستم بوجود آمد، این بود که آب در گردش داخل لوله، خاصیت چاه گرمایی (Heat Sink) داشت و باعث خنک شدن لوله میشد. به بیان دیگر، آب مانع داغ شدن لوله میشد و با اینکه سیکل جریان آب بسته بود و انرژی منتقل شده به لوله، بالاخره به آب وارد میشد، دمای آب داخل مخزن به کندی بالا میرفت.

علت بوجود آمدن این مشکل، کم بودن توان سیستم بود. برای اینکه بتوانیم لوله‌ی حاوی آب را در زمانی کوتاه و با بازدهی بالا به دمای عملیاتی مورد نظر برسانیم، نیاز داریم توان خروجی سیستم را بیشتر کنیم، که در فاز بعدی به آن میپردازیم.



شکل (4-3) مداری که موفق به گرم کردن لوله‌ی بار شد (3A-25V)



شکل (4-4) جریان کویل (خروجی مدار)

جدول (4-1) جدول مراحل بهینه سازی نمونه‌ی آزمایشگاهی فاز اول

تصمیم	نتیجه	ولتاژ متناظر	جریان بی‌باری	شكل مدار	RFC	C	Coil
افزایش تعداد/ظرفیت خازنها	ولتاژ برای روشن کردن ترانزیستورها کافی نیست	1.4V	3A	کلاسیک	سلف 2 $100\mu H$	660 nF	$1.28\mu H$
تغییر شکل مدار (تا بشود RFC را افزایش داد)	افزایش خازن منجر به بهبود جریان بی‌باری می‌شود.	4V	3A	کلاسیک	سلف 2 $100\mu H$	1.98 uF	$1.28\mu H$
بازگشت به حالت کلاسیک جهت تغییر کویل + افزایش RFC های سلف	افزایش RFC منجر به بهبود جریان بی‌باری می‌شود	9V	3A	Center-Tapped	سلف 1 $200\mu H$	1.98 uF	$1.28\mu H$
تلاش برای افزایش توان سیستم	کویل جدید توان تحمل جریان بالاتری دارد	28 V	3A	کلاسیک	سلف 2 $2mH$	1.98 uF	$3.84\mu H$

### 4-3- فاز دوم: بهینه سازی اولیه و چالش توان

#### 4-3-1- بار و مخزن

در شروع این گام، سیستم با تثبیت مشخصات بار نهایی (مخزن و لوله مبدل) وارد فاز عملیاتی گردید تا چالش‌های ناشی از افزایش توان در حضور بار واقعی مورد بررسی قرار گیرد.

در این مرحله، با هدف بهینه‌سازی پاسخ دینامیکی سیستم، پمپ مکانیکی از مدار گردش سیال

حذف گردید. جهت تضمین جریان آب، لوله حاوی سیال به صورت عمودی قرار گرفت تا با بهره‌گیری از پدیده هم‌رفت طبیعی (Natural Convection) و اختلاف چگالی میان آب سرد و گرم، سیال گرم شده به سمت بالا و به سوی سنسور دما هدایت شود. در این ساختار، یک شلنگ از زیر مخزن به زیر لوله متصل است که آب سرد لوله را تامین می‌کند و این مکانیزم، امکان پایش تغییرات دما را بدون درگیر کردن کل حجم مخزن فراهم می‌سازد که نتیجه آن، افزایش سرعت خنک‌سازی و کاهش زمان بازگشت سیستم به دمای محیط است.

#### 4-3-2- استراتژی‌های افزایش توان

پس از مطمئن شدن از صحت عملکرد منطق نوسان‌ساز در فاز اولیه، به سراغ پیداکردن استراتژی‌های افزایش توان جهت دستیابی به دمای‌های بالاتر و پایداری طولانی‌مدت سیستم رفتیم. به منظور افزایش توان خروجی در یک سامانه با ساختار ثابت، دو روش اساسی وجود دارد: افزایش ولتاژ نامی و یا افزایش جریان عبوری. با این وجود، پیاده‌سازی هر یک از این دو روش با چالش‌ها و محدودیت‌های عملیاتی در منبع تغذیه و محدودیت‌های قطعات روبرو است.

روش افزایش ولتاژ، علاوه بر محدودیت تامین، محدود به ولتاژ شکست خازن‌ها و ولتاژ مورد تحمل ماسفت‌هاست. با توجه به اینکه ولتاژ VCC مستقیماً به گیت ترانزیستورها متصل است، این مقدار باید در بازه‌ی تحمل آنها باشد؛

در مورد خازنها هم این موضوع به طور مشابه برقرار است. در صورتی که ولتاژ دو سر مدار تانک از میزان تحمل خازن بالاتر باشد، شکست دی الکتریک در آن رخ می‌دهد و می‌سوزد. بنابراین باید حتماً دقت داشته باشیم که حد تحمل ولتاژ خازن، چند برابر ولتاژ منبع باشد.

نکته‌ی دیگری که باید به آن توجه داشت، این است که افزایش ولتاژ ورودی وجود دیود زنر (15 ولت 1 وات) و مقاومت‌های Pull-Down ( $10K\Omega$ ) در سر گیت ماسفت‌ها را امری ضروری می‌کند.

با این حال، این افزایش جریان است که جدی ترین محدودیت‌های عملیاتی را در سیستم ایجاد می‌کند. آنچه در تحلیل رفتار جریان حائز اهمیت است، نحوه افزایش آن در سیستم کوره‌ی القایی دارای بار است. اگر به تحلیل ریاضی عملکرد این مدار بازگردیم، میله‌ی بار به واسطه‌ی حضور در میدان مغناطیسی متغیر تولید شده در کویل، داغ می‌شود. شدت میدان مغناطیسی داخل کویل، به عوامل فیزیکی زیادی وابسته است. به عنوان مثال، در صورتی که کویل نسبت به لوله خیلی بزرگ‌تر باشد، لوله در معرض

شار بسیار ضعیفی خواهد بود، که باعث می‌شود دمای آن زیاد دچار تغییر نشود. مخصوصاً اگر فرکانس بالا باشد، شار مغناطیسی در دیوارهای حلقه‌ی کویل مرکز می‌شود و به درون آن شار حتی کمتری میرسد. میزان شاری که لوله در معرض آن است، رابطه‌ی مستقیمی با جریانی دارد که سیستم دارای بار از منبع تغذیه طلب می‌کند. در صورتی که لوله در معرض شار کمی باشد، جریان کشیده شده از منبع، تفاوت ناچیزی با حالت بی‌باری می‌کند. در مقابل، در صورتی که لوله در معرض شار زیادی باشد، جریان کشیده شده از منبع می‌تواند انقدر بالا برود تا منبع دیگر قادر به تامین آن نباشد. دلیل این اتفاق را می‌توان اینگونه توضیح داد.

وقتی لوله فلزی در معرض شار مغناطیسی متغیر قرار می‌گیرد، طبق قانون فارادی، در بدنه لوله جریان‌های گردابی القا می‌شود. این جریان‌ها خودشان یک میدان مغناطیسی ثانویه ایجاد می‌کنند که طبق قانون لنز، مخالف میدان اصلی کویل است. حضور لوله در مرکز کویل، باعث می‌شود بخشی از انرژی میدان مغناطیسی صرف تولید حرارت در لوله شود. از دیدگاه مدار الکتریکی، این یعنی لوله مثل یک مقاومت عمل می‌کند که از طریق تزویج مغناطیسی به مدار تانک متصل شده‌است. هرچه لوله به دیوارهای کویل نزدیک‌تر باشد، این مقاومت معادل که به مدار تحمیل می‌شود، بزرگ‌تر است. در مدار ZVS، منبع تغذیه همیشه تلاش می‌کند نوسان را حفظ کند. وقتی بار انرژی بیشتری جذب می‌کند ولتاژ مدار تانک تمایل به افت پیدا می‌کند. برای جبران این افت انرژی و حفظ نوسان، جریان بیشتری از طریق سلف‌های RFC از منبع تغذیه کشیده می‌شود. در واقع، سیستم برای ثابت نگه داشتن دامنه نوسان در مقابل میراکنندگی بار، جریان ورودی را افزایش می‌دهد؛ بنابراین، میزان افزایش جریان رابطه‌ی مستقیمی با اجزای فیزیکی مدار و بازده سیستم دارد

در نظر داشته باشد که  $V_1$  در حالت بی‌باری برابر توان مصرفی خود مدار است که باعث گرم شدن المان‌های مدار و به خصوص کویل می‌شود و  $V_1$  در حالت اضافه شدن بار، توان مصرفی کل سیستم (مدار و بار) است؛ در نتیجه، اختلاف این دو مقدار، که برابر می‌شود با ضرب ولتاژ در افزایش جریان ( $V \cdot \Delta I$ )، برابر توانی خواهد شد که به لوله منتقل می‌شود. در نتیجه، بازده در این سیستم به صورت زیر بدست‌می‌آید.

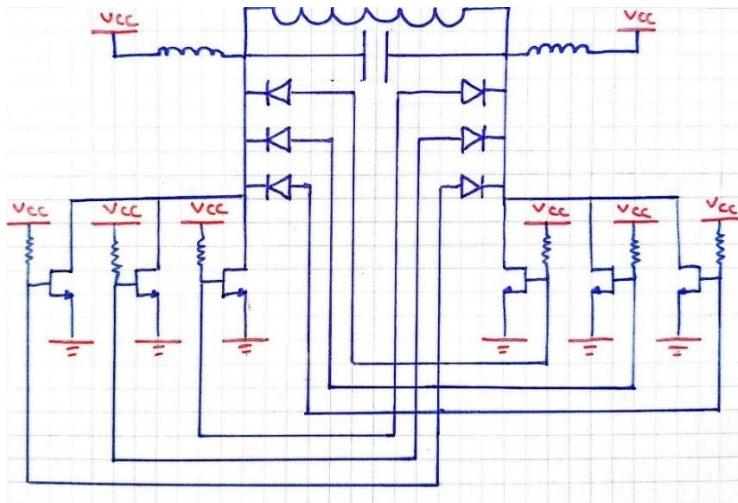
$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{V \cdot (I_{Load} - I_{noload})}{V \cdot I_{Load}} = 1 - \frac{I_{noload}}{I_{Load}} \quad (4-2)$$

در انتخاب بازه‌ی مطلوب جریان، باید میزان بازده را در نظر بگیریم. اگر نخواهیم جریان حالت بار بیش از حد افزایش پیدا کند، با توجه به ثابت بودن جریان حالت بی‌باری، بازده سیستم کاهش پیدا می‌کند. با توجه به اینکه هدف ما افزایش  $P_{out}$  است، اگر بازده خیلی کوچک باشد، توانی که منبع باید تولید کند تا سیستم خروجی مورد نظر را داشته باشد بسیار زیاد خواهد شد، که با توجه به اینکه بخش بیشتر آن روی قطعات مدار تلف می‌شود، قطعاً منجر به آسیب دیدن مدار می‌شود.

به طور خلاصه، بازده میزان جریان خروجی را تعیین می‌کند، بنابراین نمی‌توانیم فقط با بالا بردن ولتاژ و پایین نگه داشتن جریان به توان مطلوب برسیم، زیرا بازده پایین خود منجر به آسیب دیدن مدار می‌شود.

موضوع دارای اهمیت دیگر، محدودیتی است که خازنها برای جریان ایجاد می‌کنند. این نکته مشخص است که همه‌ی خازنها توانایی تحمل جریان متناوب را ندارند. در بین خازنها ی که این قابلیت را دارند، باید خازنها ی انتخاب شوند که ESR یا مقاومت درونی کمتری دارند، زیرا توان  $I^2R_{ESR}$  در خازنها تلف و تبدیل به گرما می‌شود، که می‌تواند منجر به ذوب شدن یا منفجر شدن خازنها شود. خازنها ی که برای این مدار استفاده می‌شوند، به طور تخصصی خازنها ی کوره نام دارند. این خازنها تحمل جریان متناوب قابل توجهی را دارند و ESR آنها بسیار ناچیز است که آنها را برای این پروژه مناسب می‌کند.

ترانزیستورهای قدرت نیز از جمله قطعاتی هستند که محدودیت‌های جدی در مسیر افزایش توان سیستم ایجاد می‌کنند. اگرچه طبق دیتاشیت، حداکثر جریان درین ماسفت‌های قدرت مقادیر بالایی را نشان می‌دهد، اما در کاربردهای فرکانس بالا و مداوم، محدودیت اصلی نه جریان نامی، بلکه تلفات حرارتی ناشی از مقاومت درین-سورس است. عبور جریان‌های بالا از یک قطعه، منجر به افزایش توان تلفاتی می‌شود و دمای پیوند ترانزیستور را به سرعت از محدوده مجاز عبور می‌دهد. لذا برای حل این مشکل، استراتژی موازی‌سازی به کار گرفته شد تا با تقسیم جریان بین چندین مسیر، استرس حرارتی روی هر سوییج کاهش یافته و پایداری کلی سیستم تضمین گردد. برای درک بهتر این استراتژی، تصور کنید که اگر در هر دو شاخه‌ی مدار (دو سمت مدار تانک) بیش از یک ترانزیستور وجود داشته باشد چه اتفاقی می‌افتد:



شکل (4-5) مدار ZVS با ترانزیستورهای موازی

مدار را در حالتی که دیودهای متصل به یک شاخه روشن و بقیه خاموش هستند تصور کنید. دیودهای روشن ولتاژ گیت تمامی ترانزیستورهای سمت خود را به زمین متصل کرده و آنها را خاموش نگه می‌دارند. در مقابل، در سمت دیگر مدار که دیود خاموش است ولتاژ مثبت از طریق مقاومت‌های تعذیب گیت، به طور همزمان به گیت تمامی ترانزیستورهای موازی اعمال می‌شود. در این حالت، ترانزیستورهای موازی شده مانند یک سوییچ واحد عمل کرده و جریان کل مدار تانک را بین خود تقسیم می‌کنند. از آنجایی که در لحظه کلیدزنی ولتاژ درین-سورس به حداقل رسیده است، تمامی این ترانزیستورها با هم روشن می‌شوند و جریانی که پیش از این تنها از یک قطعه عبور می‌کرد، اکنون به نسبت مقاومت داخلی آنها، بین مسیرهای موازی توزیع می‌گردد.

در ترانزیستورهای ماسفت، برخلاف ترانزیستورهای BJT، با گرم شدن قطعه، مقاومت داخلی افزایش می‌یابد. این یک مزیت بزرگ برای موازی‌سازی است؛ چون اگر یکی از ترانزیستورها جریان بیشتری بکشد و گرم‌تر شود، مقاومتش زیاد شده و خود به خود جریان را به سمت ترانزیستورهای خنک‌تر هدایت می‌کند. به این پدیده Self-Balancing می‌گویند.

این استراتژی نه تنها باعث تقسیم جریان می‌گردد، بلکه مقاومت معادل ترانزیستورها را نیز کاهش داده و توان تلف شده در مدار را کم می‌کند. در نتیجه، برای افزایش جریان مدار، تعداد ترانزیستورهای هر پایه را به 3 عدد افزایش می‌دهیم. البته، توان تلفاتی کاهش یافته همچنان عدد قابل توجهی است، که باید در مونتاژ لحاظ شود. استفاده از پدهای سیلیکونی با ضریب انتقال حرارت بالا، در کنار هیت سینک‌های آلومینیومی بزرگ، برای جلوگیری از داغ شدن قطعات ضروری است.

اگرچه گیت‌ها با هم فرمان می‌گیرند، اما بهتر است برای هر ترانزیستور یک مقاومت گیت مجزا قرار داد تا از ایجاد نوسانات پارازیتیک بین گیت‌ها جلوگیری شود. در مدل اولیه، این مقاومت از نوع 470 اهم 5

وات انتخاب شد. (در فاز بعد، مشاهده می‌کنیم که این توان برای مقاومتهای گیت کافی نیست و توان آنها را به 10 وات افزایش می‌دهیم)

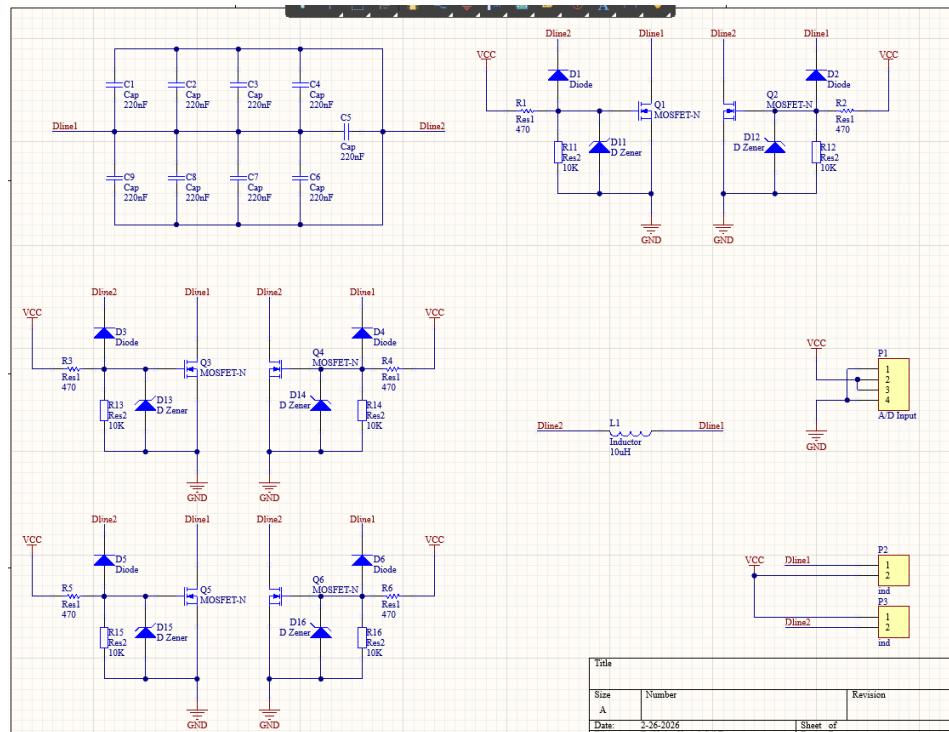
به جز محدودیت قطعات در بحث افزایش جریان و ولتاژ، نوع طراحی اتصالات مدار نیز در حالت جریان بالا بسیار بالهمیت می‌شود. در صورتی که اتصالاتی که جریان زیادی از آنها می‌گذرد نازک باشند، مقاومت بیشتری از خود نشان داده و توان تلف شده روی آنها می‌تواند به حدی باشد که مسیر را ذوب کند و منجر به قطع اتصال یا سوختن فیزیکی برد شود. با همین منطق، کویلی که در مدار قرار می‌گیرد نیز باید شعاع خارجی بالایی داشته باشد تا مقاومت آن کاهش پیدا کند. همچنین شعاع خارجی بالا به افزایش استحکام کویل نیز کمک می‌کند.

### 4-3-3- طراحی

پس از نهایی شدن مدل مفهومی و تعیین استراتژی موازی‌سازی جهت مدیریت جریان‌های بالا، نوبت به گزینش قطعاتی رسید که بتوانند در شرایط کاری سخت (فرکانس بالا و دمای زیاد) مشخصات مورد نظر را حفظ کنند. لیست قطعات برگزیده برای پیاده‌سازی این ساختار به شرح زیر است:

(1.0) جدول قطعات استفاده شده برای مدار قدرت (جدول 4-2)

قطعه	نام	مشخصات
خازن	AVX-TPC PS 220nK M8	PS: Polypropylene Series C: 220nF V: 630v A: 10A
مائفت	IRFP260NPBF	$I_D$ : 50A $V_{DSS}$ : 200v $P_D$ : 300W $Q_g$ : 230nC
دیود	FR307	$V_{RRM}$ : 1000v $I_{F(av)}$ : 3.0A $t_{rr}$ : 500ns $V_F$ : 1.3v $I_{FSM}$ : 200A
مقاومت گیت	آجری 470 اهم 5 وات	P: 5W R: 470 ohm
دیود زنر	15 ولت 1 وات	V: 15v P: 1W
مقاومت	10 کیلواهم 1.4 وات	R: 10K P: 1.4W

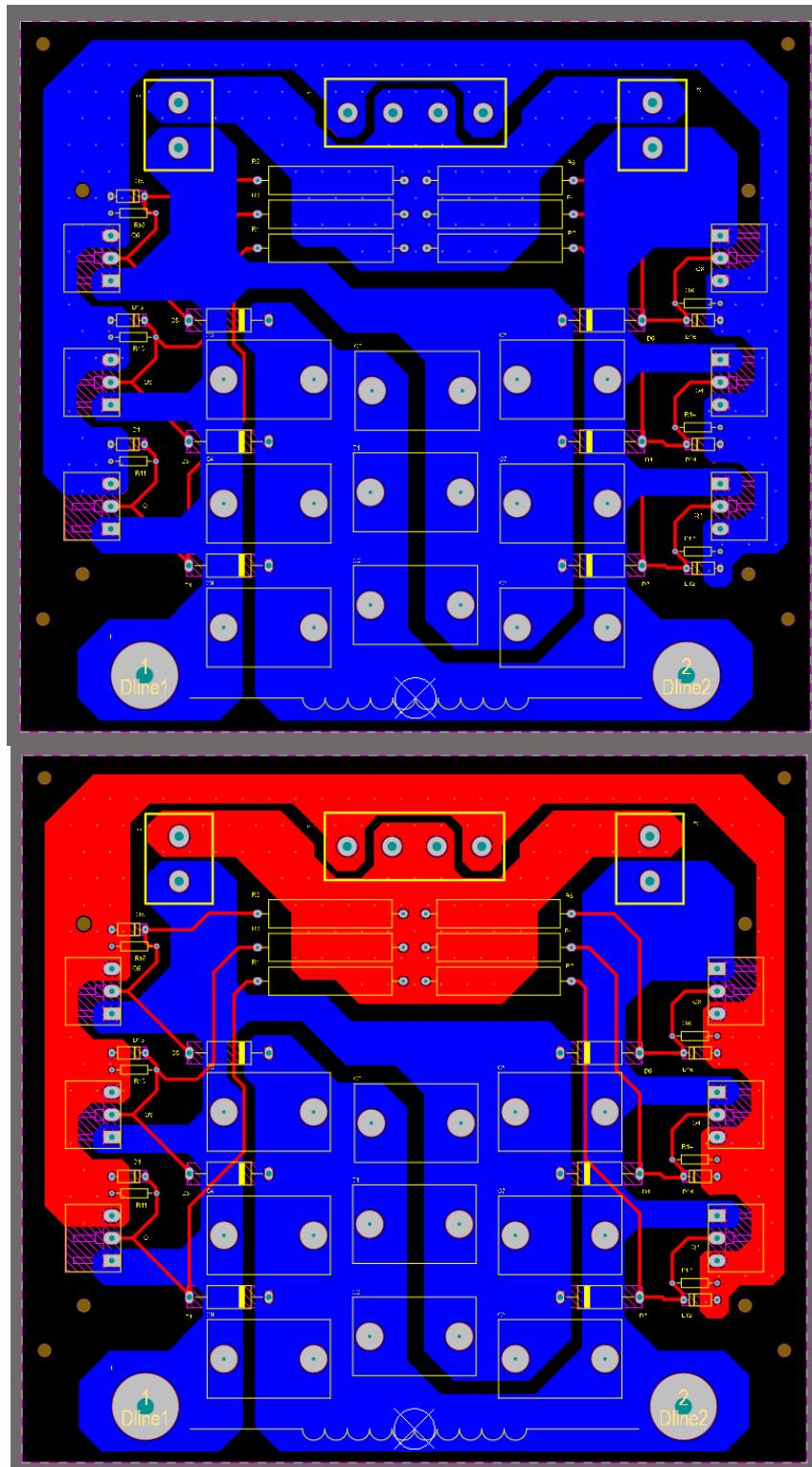


شکل (4-6) شماتیک مدار قدرت

پیکربندی نهایی این قطعات و نحوه اتصال آن‌ها در مدار برای دستیابی به عملکرد مطلوب، در شماتیک الکتریکی بالا نمایش داده شده است

مطابق با استراتژی موازی‌سازی، در هر شاخه از مدار تانک سه عدد ترانزیستور قدرت قرار گرفته است. نکته حائز اهمیت، اختصاص یک دیود Fast Recovery مجزا برای هر ترانزیستور است؛ این امر نه تنها سرعت سوییچینگ را بهبود می‌بخشد، بلکه از تداخل فیدبک‌های معکوس در لحظه خاموش شدن جلوگیری کرده و پایداری عملکرد در فرکانس‌های بالا را تضمین می‌کند. همچنین، ساختار خازن‌های مدار تانک از 6 عدد خازن 330 نانوفاراد به 9 عدد خازن مخصوص کوره (MKP) با ظرفیت 220 نانوفاراد تغییر یافت. این افزایش تعداد المان‌ها به صورت موازی، باعث کاهش قابل توجه مقاومت سری معادل (ESR) کل بانک خازنی می‌شود. در نتیجه، تلفات توان در خازن‌ها به حداقل رسیده و از گرمای بیش از حد و آسیب به دیالکتریک آن‌ها در جریان‌های بالای روزانه جلوگیری می‌گردد.

با توجه به ابعاد غیراستاندارد بعضی از قطعات صنعتی مورد استفاده (مانند خازن‌های کوره با ابعاد خاص و ترمینال‌های کویل)، امکان استفاده از کتابخانه‌های آماده برای این قطعات میسر نبود. لذا این فوت‌پرینت‌ها با دقت میلی‌متری و بر اساس ابعاد فیزیکی قطعات موجود به صورت دستی طراحی شدند تا پایداری مکانیکی و اتصال الکتریکی بهینه روی برد تضمین شود.



شکل (4-7) PCB مدار قدرت (ورژن 1.0)

نمای سه بعدی و چیدمان نهایی لایه های PCB این مدار در شکل بالا نمایش داده شده است:

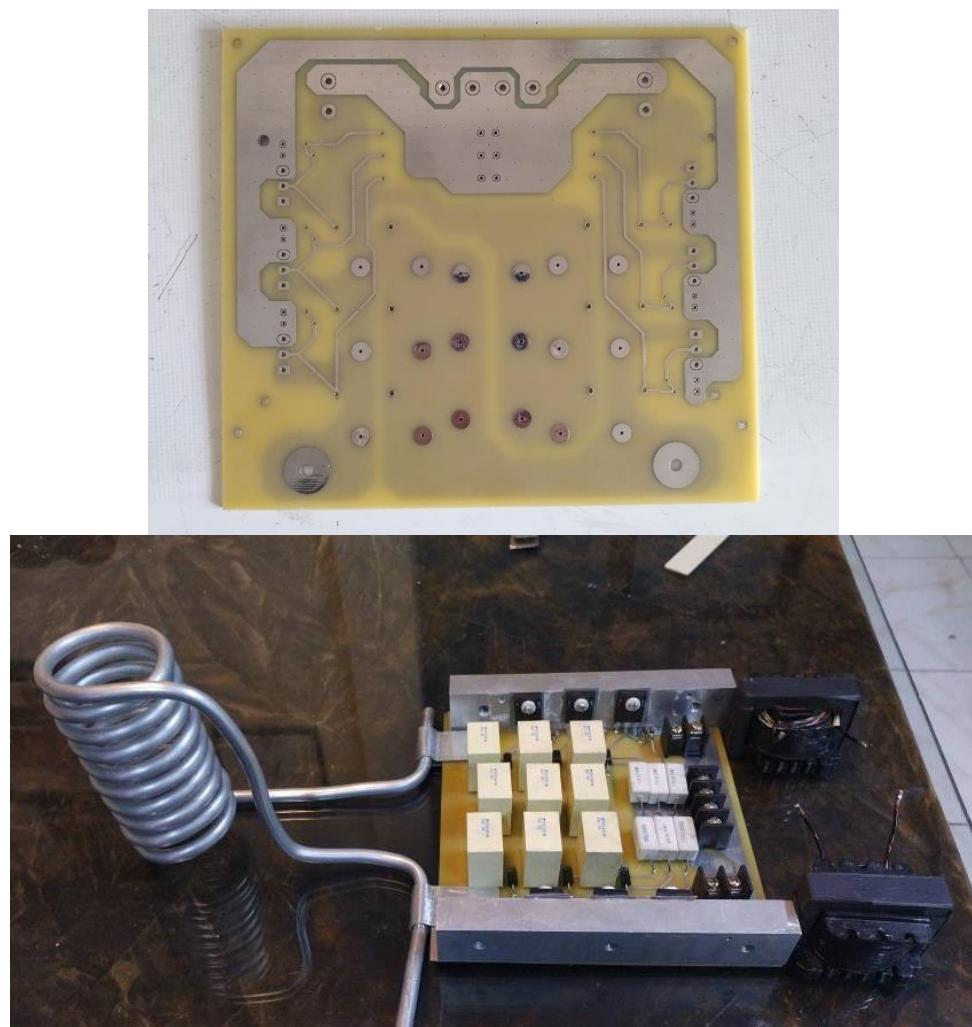
های اصلی مدار که جریان بالایی از آنها عبور می کند، مانند دو سر مدار تانک و همچنین VCC و GND، به جای ترک های معمولی، به صورت پلیگان های گستردۀ طراحی شدند. این حجم زیاد مس، علاوه بر

کاهش چشم‌گیر مقاومت الکتریکی و اتلاف توان، به عنوان یک رادیاتور سطحی عمل کرده و نرخ انتقال حرارت به محیط را افزایش می‌دهد.

علاوه، جهت به حداقل رساندن امپدانس مسیر، پلیگانهای VCC و GND در هر دو لایه بالا و پایین کشیده شده‌اند و توسط شبکه‌ای از via stitching به یکدیگر دوخته شدند. این روش باعث تقسیم جریان بین دو لایه و جلوگیری از ایجاد نقاط داغ (Hotspots) در برد می‌شود.

ترانزیستورهای قدرت نیز در حاشیه برد قرار داده شدند تا امکان نصب آسان بر روی هیتسینک‌ها فراهم شود. همچنین، کانکتورهای ورودی توان و سلفهای RFC نیز در لبه‌های برد قرار گرفته‌اند تا علاوه‌بر سهولت در دسترسی، طول سیم‌های رابط و نویزهای القایی به حداقل برسد.

تصاویر بورد قبل و بعد از مونتاژ به صورت زیر است:



شکل (4-8) بورد مدار قدرت (ورژن 1.0) قبل و بعد مونتاژ

## 4-4- فاز سوم: روند اصلاحات سخت افزاری و نمونه نهایی

پس از مونتاژ این نمونه از برد قدرت، سیستم با ایرادات عملکردنی و طراحی روبرو شد. فرآیند عیب‌یابی و اصلاح مدار در چندین مرحله صورت گرفت.

در اولین تست، مدار نوسان نمی‌کرد و ولتاژ خروجی صفر باقی می‌ماند. پس از بررسی دقیق، مشخص شد که فوت‌پرینت پیش‌فرض در کتابخانه نرم‌افزار، دارای جابه‌جایی در پین‌های درین و گیت بود. این مشکل با اصلاح دستی فوت‌پرینت و اتصالات برطرف گردید.

به دلیل تنظیمات اشتباه در بخش Thermal Relief، اتصال پدها به پلی‌گان‌های جریان بالا به صورت مستقیم نبود و ایجاد فاصله (Safe Distance) کرده بود. این موضوع باعث افزایش مقاومت در نقاط اتصال می‌شد که در نسخه اولیه با قلع کاری دستی حجیم اصلاح شد تا مسیر جریان یکپارچه گردد.

در چیدمان اولیه، نزدیکی خازن‌ها به ترانزیستورها مانع از دسترسی ابزار برای سفت کردن پیچ‌های هیت‌سینک می‌شد که این مورد در طراحی نهایی با تغییر مکان ترانزیستورها به پشت بورد اصلاح گردید. این کار، هم باعث دسترسی بهتر به ترانزیستورها می‌شده، هم امکان اتصال هیت‌سینک‌های بزرگ‌تر، بدون محصور کردن المان‌های داخلی مدار و همچنین امکان استفاده از این هیت‌سینک‌ها به عنوان پایه مدار را فراهم می‌کرد.

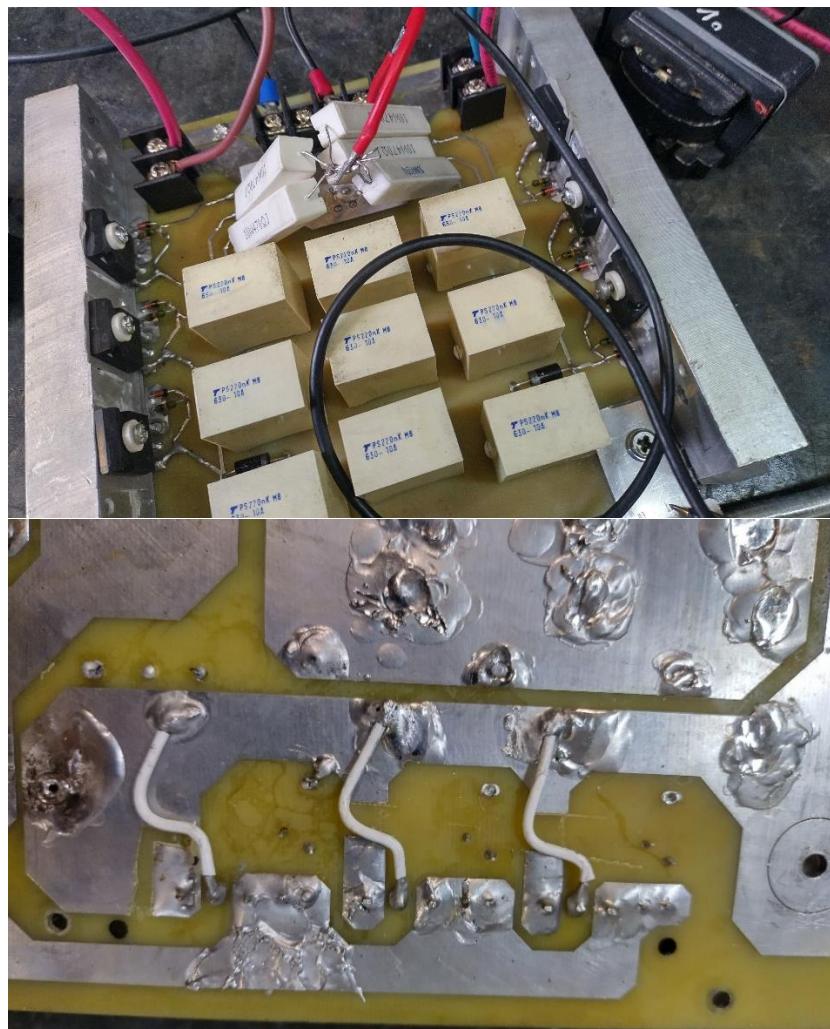
پس از اعمال تغییرات ذکر شده و اقدام برای تست مدار، مشاهده شد که سلف‌های ورودی 2 میلی هانری دچار لرزش و صدای نویز (Vibration) می‌شدند و ولتاژ بی‌باری سیستم بسیار پایین بود. جهت بهبود وضعیت اشباع این سلف‌ها و تثبیت جریان ورودی، سلف‌های RFC با اندوکتانس 11 میلی هانری جایگزین شدند. این تغییر باعث شد ولتاژ بی‌باری سیستم تا حدود ۲۵ ولت افزایش یافته و نوسان صوتی سلف‌ها کاملاً حذف شود.

در حین کار، یکی از بخش‌های پلی‌گان که عرض کمتری داشت به شدت داغ می‌شد. این بخش با اضافه کردن لایه‌ای از قلع بر روی مسیر تقویت شد.

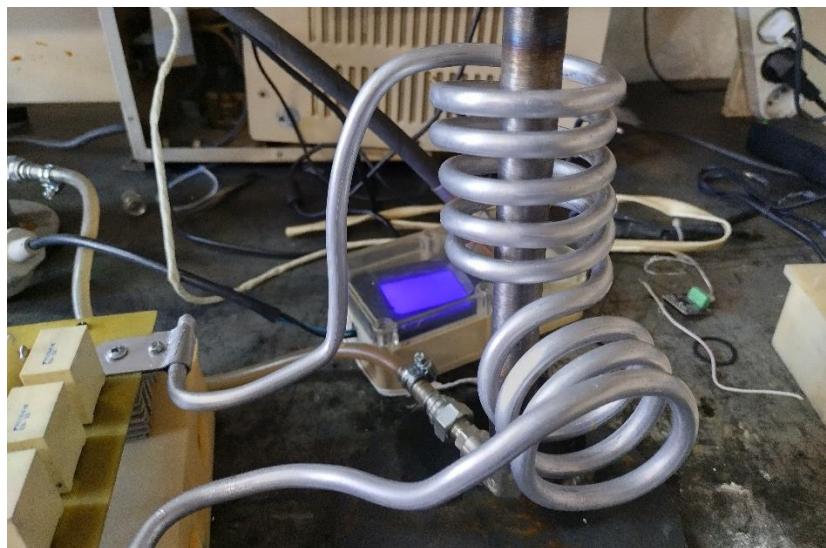
همچنین مقاومت‌های ۵ وات مسیر گیت، به دلیل جریان‌های شارژ و دشارژ خازن گیت در فرکانس بالا، گرمای شدیدی تولید می‌کردند. جهت جلوگیری از تغییر اهم بر اثر حرارت، این مقاومت‌ها با نمونه‌های ۱۰ وات جایگزین شدند.

برای منبع تغذیه‌ی سیستم، از یک آداپتور صنعتی ۲۴ ولت ۲۰ آمپر استفاده شد. این آداپتور به علت توان تامین ۴۸۰ وات انتخاب شد. در ادامه، مشاهده شد که همین توان برای انتقال حرارت به بار با بازدهی بالا کافیست و در نتیجه نیاز به تهیه‌ی منبع تغذیه‌ی دیگری نشد.

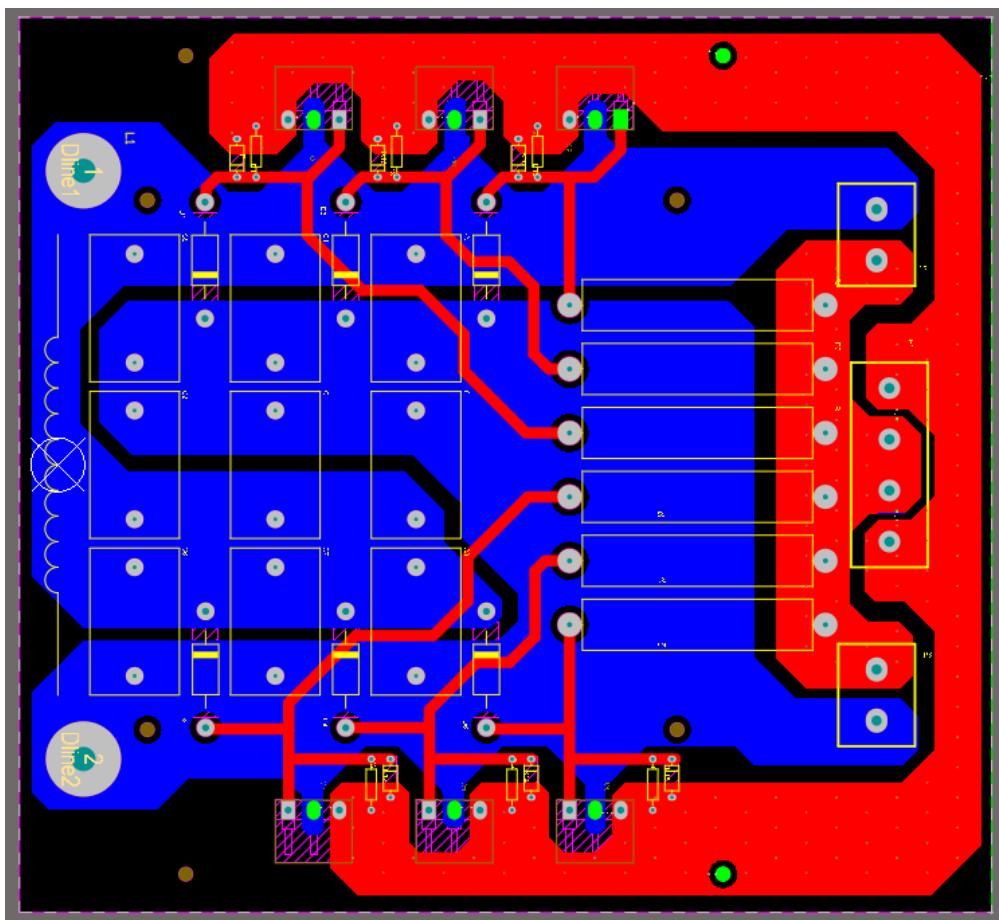
در زمان ورود بار به کویل اصلی (الومینیومی ۹ حلقه با شعاع داخلی ۱۰ سانتی متر و اندوکتانس ۱.۴۷ میکروهانتری)، جریان از محدوده ۲۰ آمپر فراتر می‌رفت. این موضوع به این دلیل بود که منبع توان تامین شار تولید شده توسط ۱۰ حلقه با بازدهی شعاع ۱۰ سانتیمتر را نداشت، اما کاهش تعداد حلقه‌ها، منجر به کاهش اندوکتانس سلف و افزایش فرکانس می‌شد که مطلوب ما نبود. برای حل این مشکل، بخشی از کویل با زاویه‌ی ۹۰ درجه از بقیه‌ی حلقه‌ها خم شد، تا بار بتواند فقط به ۶ حلقه از کویل وارد شود. با این کار، جریان مصرفی در محدوده مجاز (۲۰ آمپر) تثبیت گردید و نرخ انتقال حرارت بهینه شد.



شکل (4-9) مدار قدرت (1.0) پس از اصلاحات



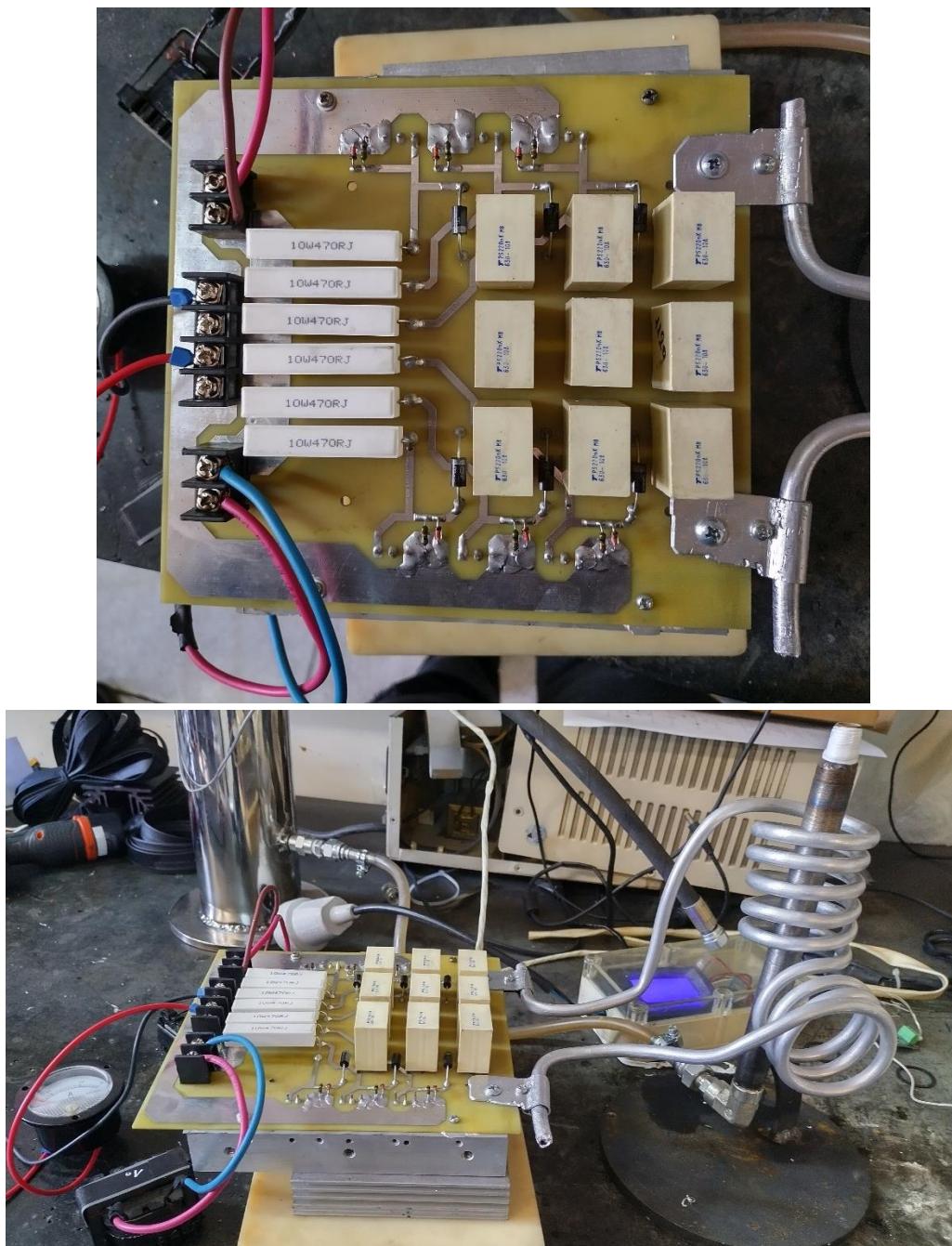
شکل (4-10) کویل بهینه‌سازی شده



شکل (4-11) PCB مدار قدرت (2.0) ورژن نهایی

پس از برطرف کردن تمامی ایرادات فوق و حصول اطمینان از کارکرد درست مدار، برد نهایی با اصلاح کامل فوت‌پرینت‌ها، افزایش فواصل مکانیکی جهت سهولت در تعمیرات و پهن‌تر کردن مسیرهای بحرانی طراحی و ساخته شد. (شکل 4-11)

همانطور که در شکل دیده می‌شود، مساحت پلیگانها در این مدار به شدت افزایش پیدا کرده، تا احتمال بوجود آمدن هرگونه گلوگاه حرارتی را به حداقل برساند. همچنین، ترکهای گیت ترانزیستورها هم ضخیم‌تر رسم شده‌اند. ترانزیستورها نیز به دلایلی که پیشتر ذکر کردیم، در صفحه‌ی Bottom بورد قرار گرفته‌اند و نوع مقاومتهای گیتها هم از 5 وات به 10 وات تغییر پیدا کرده‌است. در نهایت، یک سری تغییرات جزئی، مثل اضافه کردن یک آمپرمتر آنالوگ و رله‌ی کنترلی در مسیر تغذیه‌ی ورودی مدار اعمال شد و سیستم کوره‌ی القایی را تکمیل کرد.



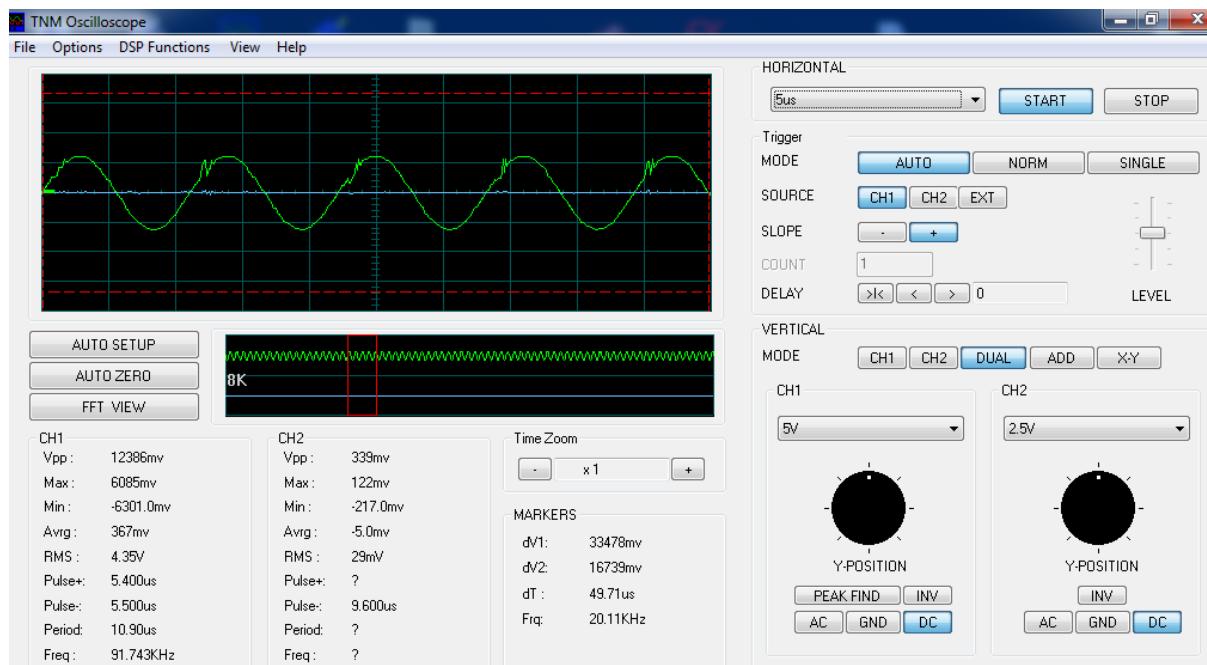
شکل (12-4) مدار قدرت (2.0) مونتاژ شده (سیستم نهایی)

## فصل 4: پیاده‌سازی سیستم

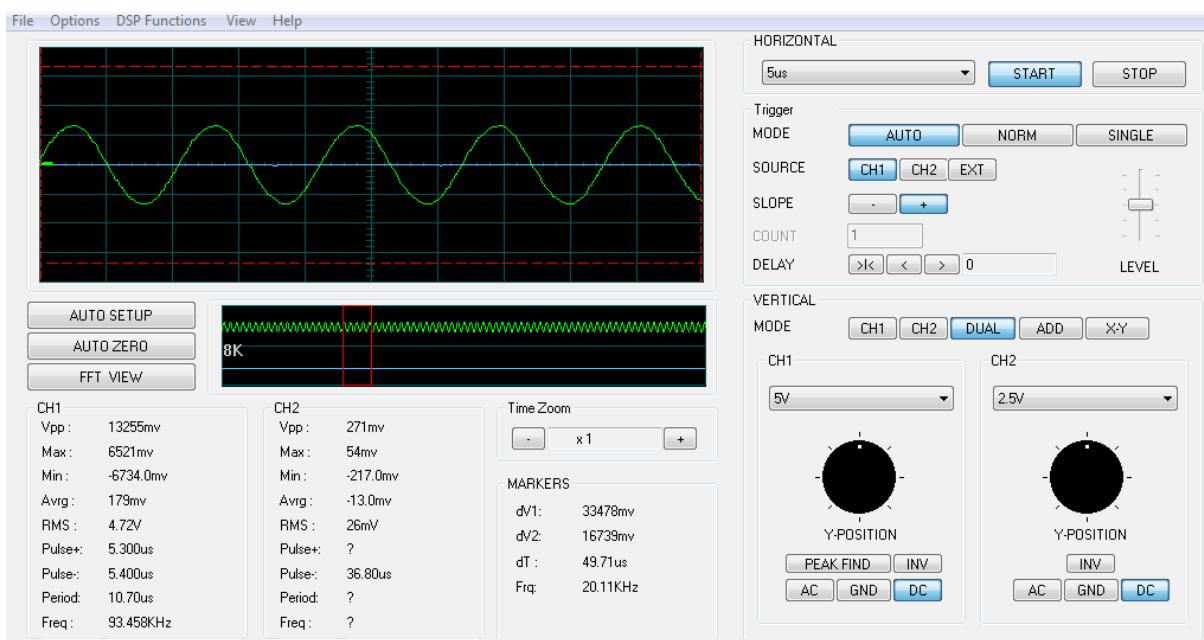
جدول (3-4) جدول قطعات استفاده شده برای مدار قدرت (2.0) نسخه نهایی

مشخصات	نام	قطعه
PS: Polypropylene Series C: 220nF V: 630v A: 10A	AVX-TPC PS 220nK M8	حازن
$I_D$ : 50A $V_{DSS}$ : 200v $P_D$ : 300W $Q_g$ : 230nC	IRFP260NPBF	ماسفت
$V_{RRM}$ : 1000v $I_F(av)$ : 3.0A $t_{rr}$ : 500ns $V_F$ : 1.3v $I_{FSM}$ : 200A	FR307	دیود Fast Recovery
P: 10W R: 470 ohm	آجری 470 اهم 10 وات	مقاومت گیت
V: 15v P: 1W	15 ولت 1 وات	دیود زنر
R: 10K P: 1.4W	10 کیلواهم 1.4 وات	مقاومت Pull-Down

لازم به ذکر است که نمودار سیگنال خروجی مدار در حالت بدون بار و با بار به صورت زیر است:



شکل (4-13) ولتاژ خروجی (دو سر کوپل) بعد از قرارگیری بار



شکل (4-14) ولتاژ خروجی (دو سر کویل) در حالت بی‌باری

فرکانس این سیگنال، برابر تقریبا 93 کیلوهرتز است، که با پارامترهای خازن و کویل همخوانی دارد.

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} , \quad L = 1.47 \mu H , \quad C = 1.98 \mu F$$

$$\rightarrow f = \frac{10^6}{2\pi \cdot \sqrt{1.47 \times 1.98}} = 93.288 KHz \quad (4-3)$$

#### 4-5- فاز چهارم: طراحی مدار کنترل سیستم (پیاده‌سازی سخت افزاری)

در این پروژه واحد ریزپردازnde مسئول کنترل بخش‌های متنوعی از جمله دریافت ورودی از کاربر، دریافت دمای خروجی از طریق سنسور و ماژول مبدل، نمایش این دو مقدار، تحلیل این دو داده و ارسال سیگنال خروجی (ورودی سیستم Plant) پس از اعمال الگوریتم کنترلی است. در بخش‌های بعدی، به توضیح نحوه پیاده‌سازی این قسمت‌ها می‌پردازیم.

#### 4-5-1- فیدبک مدار (سنسور و ماژول مبدل)



شکل 4-15) سنسور PT100 و ماژول مبدل MAX31865

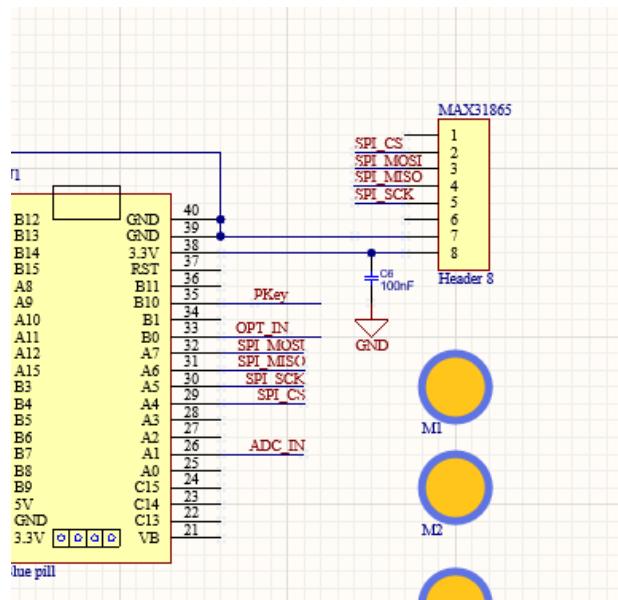
جهت پیاده‌سازی کنترل حلقه بسته، گام نخست، استخراج داده‌های دمایی با دقت بالا و انتقال آن به واحد پردازش است. همانطور که در فصل قبل توضیح دادیم، سنسور مورد استفاده در این پروژه، سنسور دوسيمه با غلاف استيل، به همراه ماژول مبدل MAX31865 است.

ماژول MAX31865 یک مبدل آنالوگ به ديجيتال (ADC) تخصصی برای سنسورهای RTD با دقت ۱۵ بیت است. نحوه اتصال سنسور به ماژول از طریق پین‌های ورودی تعییه شده در بخش بالایی بورد صورت می‌گیرد. با توجه به اينکه سنسور مورد استفاده از نوع دوسيمه است، جهت حذف خطاهای احتمالی و تطبیق امپدانسی، تنظیمات سخت‌افزاری لازم از طریق لحیم‌کردن پدهای اتصال (Jumper Pads) روی ماژول انجام گردید. این تنظیم به ماژول اجازه می‌دهد تا مقاومت سنسور را با دقت بسیار بالا به داده ديجيتال تبدیل کند.

انتقال داده‌های ديجيتال بین ماژول مبدل و ميكروکنترلر، از طریق پروتکل ارتباطی SPI (Serial Peripheral Interface) انجام می‌شود. پین‌های عملیاتی در اين بخش به شرح زير اند:

جدول 4-4) پینهای مبدل MAX31865 و اتصال آنها به ميكرو

ميکروکنترلر	MAX31865	كاربرد
—	RDY	Ready
SPI_CS	CS	Chip Select
SPI_MOSI	SDI	Master Out Slave In
SPI_MISO	SDO	Master In Slave Out
SPI_SCK	CLK	SPI Clock
—	3V3	پین خروجي: اگر به پین VIN ولتاژ 5 ولت بدheim، اين پین آنرا مانند يك رگولاتور به 3.3 ولت تبدیل می‌کند.
GND	GND	زمین
3.3V	VIN	ولتاژ ورودی (3.3 ولت)



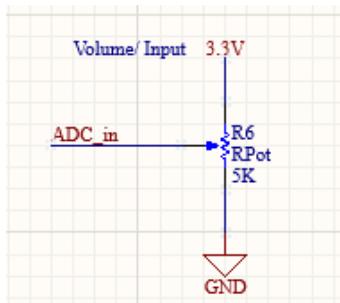
شکل (4-16) اتصال MAX31865 به میکروکنترلر

در ساختار استاندارد این مژول، پین Ready (RDY) جهت اعلام اتمام فرآیند ارسال و آماده بودن داده تعبیه شده است که عمدتاً در کاربردهای توان پایین (Low Power) استفاده می‌شود. با این حال، جهت ساده‌سازی مدار و بهینه‌سازی مصرف پین‌های میکروکنترلر، در این پروژه از استراتژی Polling با تأخیر زمانی معین استفاده شده است. در این روش، میکروکنترلر پس از ارسال دستور تبدیل، زمان مشخصی را منتظر می‌ماند تا از تکمیل فرآیند اطمینان حاصل کرده و سپس اقدام به خواندن رجیسترهاي داده می‌نماید. اتصال این مژول به میکروکنترلر در شکل (4-16) نشان داده شده.

#### 4-5-2- خروجی و ورودی کنترل کننده

پس از اطمینان از عملکرد درست بخش سنسور دما، طراحی بخش دریافت سیگنال ورودی (دستور کاربر) و خروجی (اعمال فرمان به کوره) در دستور کار قرار گرفت. برای تعیین دمای هدف توسط اپراتور، از واحد مبدل آنالوگ به دیجیتال (ADC) میکروکنترلر استفاده شد؛ به این صورت که یک پتانسیومتر (ولوم) ولتاژی بین 0 تا 3.3 ولت را به پایه PA1 میکروکنترلر ارسال می‌کند. این ولتاژ در نرمافزار Map شده و به بازه دمایی مورد نظر تبدیل می‌گردد.

جهت جلوگیری از آسیب به پردازنده و افزایش دقیقت قرائت ولتاژ تغذیه پتانسیومتر مستقیماً از خروجی رگوله شده 3.3 ولت میکروکنترلر تأمین گردید تا ولتاژ ورودی همواره در محدوده مجاز باقی بماند.



شکل (4-17) پیاده‌سازی مدار ADC

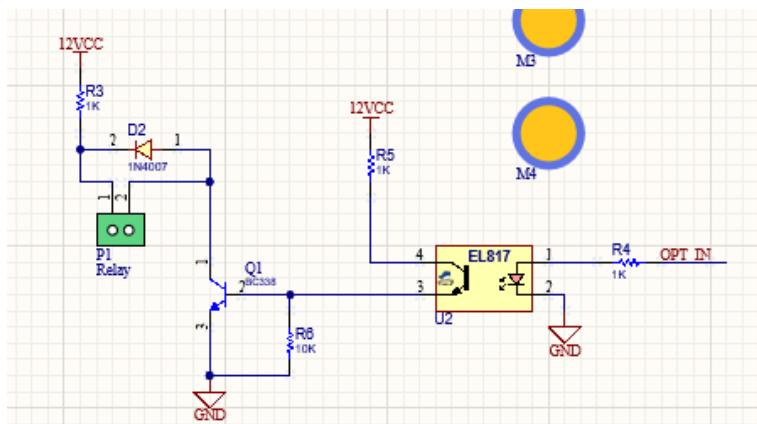
خروجی کنترل کننده یک سیگنال دیجیتال (High/Low) است که وظیفه سوئیچ کردن جریان اصلی کوره را بر عهده دارد. با توجه به تفاوت سطح ولتاژ کاری میکروکنترلر (3.3 ولت) و بوبین رله (12 ولت) و همچنین لزوم حفاظت از پردازنده در برابر نویزهای ناشی از سوییچینگ بار القایی، مدار واسط با ساختار زیر طراحی شد:

سیگنال خروجی میکروکنترلر به ورودی یک اپتوکوپلر متصل گردید. این قطعه با تبدیل سیگنال الکتریکی به نور و سپس بازگرداندن آن به حالت الکتریکی، هرگونه اتصال فیزیکی بین بخش فرمان و قدرت را قطع کرده و از انتقال نویز یا اضافه ولتاژهای ناگهانی به میکروکنترلر جلوگیری می‌کند.

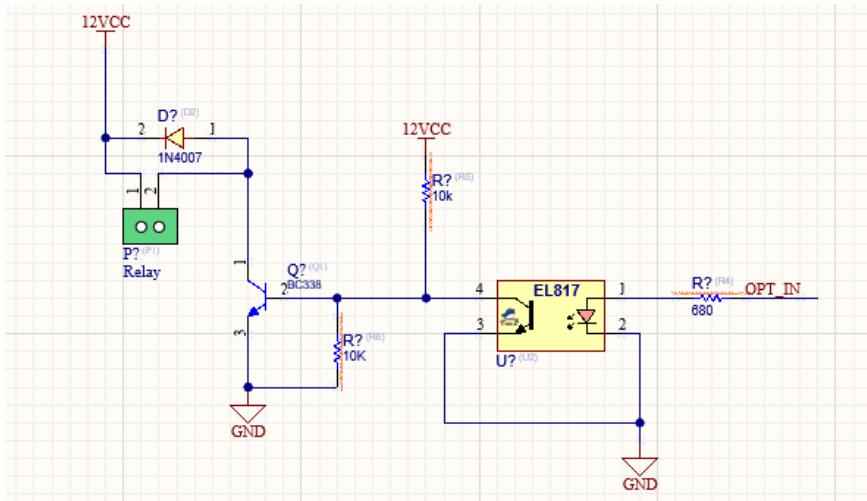
خروجی اپتوکوپلر، بیس یک ترانزیستور NPN را تحریک می‌کند و ترانزیستور در وضعیت قطع/اشباع عمل کرده و ولتاژ مورد نیاز برای تحریک بوبین رله را فراهم می‌سازد.

یک دیود به صورت موازی معکوس با بوبین رله قرار گرفت تا انرژی ذخیره شده در خاصیت سلفی رله را در لحظه قطع شدن، به صورت ایمن تخلیه کرده و از سوختن ترانزیستور جلوگیری کند.

در مراحل تست عملی و پس از مونتاژ اولیه برد، متوجه شدیم که برای عملکرد صحیح رله باید مدار را به صورت زیر تغییر دهیم. این تغییر باعث می‌شود که منطق خروجی میکروکنترلر معکوس منطق کاری رله شود. به عبارتی، در صورتی که میکروکنترلر سیگنال 1 به عنوان خروجی بدهد، گیت ترانزیستور به زمین متصل می‌شود و رله خاموش می‌شود. در مقابل، در صورت 0 بودن خروجی میکروکنترلر، ترانزیستور روشن می‌شود و رله را وصل می‌کند.



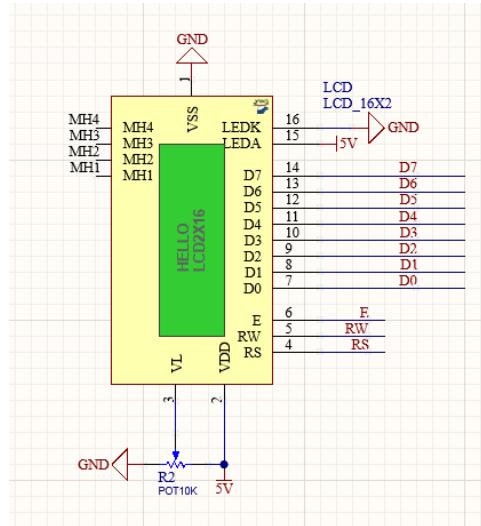
شکل (4-18) مدار رله (1.0) با منطق مستقیم



شکل (4-19) مدار رله (2.0) اصلاح شده با منطق معکوس

### LCD و تغذیه 4-5-3

در آخرین گام از طراحی سختافزار واحد کنترل، زیرسیستم‌های نمایش اطلاعات و منبع تغذیه داخلی طراحی و پیاده‌سازی شدند. جهت ایجاد تعامل بین کاربر و سیستم و پایش لحظه‌ای متغیرهای کنترلی (دماهی فعلی و دماهی مطلوب)، از یک نمایشگر متمنی 16 در 2 استفاده شد. نمایشگر در حالت ۴ بیتی راهاندازی گردید. در این پیکربندی، تنها از پین‌های داده D7 تا D4 به همراه پین‌های کنترلی RS و RW استفاده شده. پین‌های مربوط به نور پس‌زمینه (Backlight) و کنترast (Contrast) نیز با استفاده از شبکه مقاومتی تنظیم شدند تا خوانایی نمایشگر در شرایط نوری مختلف تضمین شود.



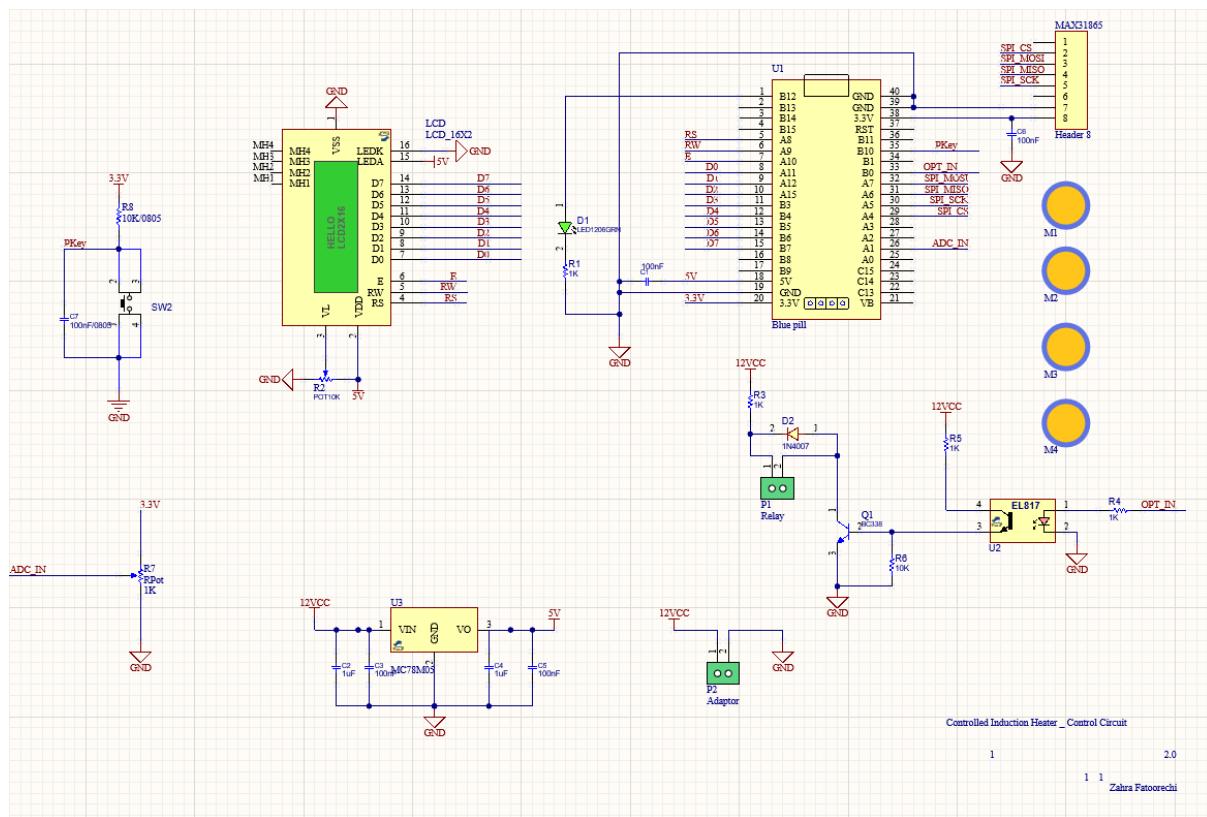
شکل (4-20) اتصال LCD به میکروکنترلر

با توجه به نیاز به سطوح ولتاژ متفاوت در مدار ۱۲ ولت برای بوبین رله و ۵ ولت برای واحد پردازش و نمایشگر، استراتژی مدیریت توان به شرح زیر تدوین شد:

یک آداپتور دیواری ۱۲ ولت به عنوان منبع تغذیه اصلی مدار کنترل انتخاب گردید. ولتاژ ۱۲ ولت مستقیماً جهت تغذیه بخش قدرت رله (پس از اپتوکوپلر) ارسال می‌شود. از رگولاتور خطی LM7805 جهت تبدیل ولتاژ ۱۲ به ۵ ولت تثبیت شده استفاده شد، که وظیفه تأمین توان میکروکنترلر، ماثول MAX31865 و نور پس زمینه LCD را بر عهده دارد.

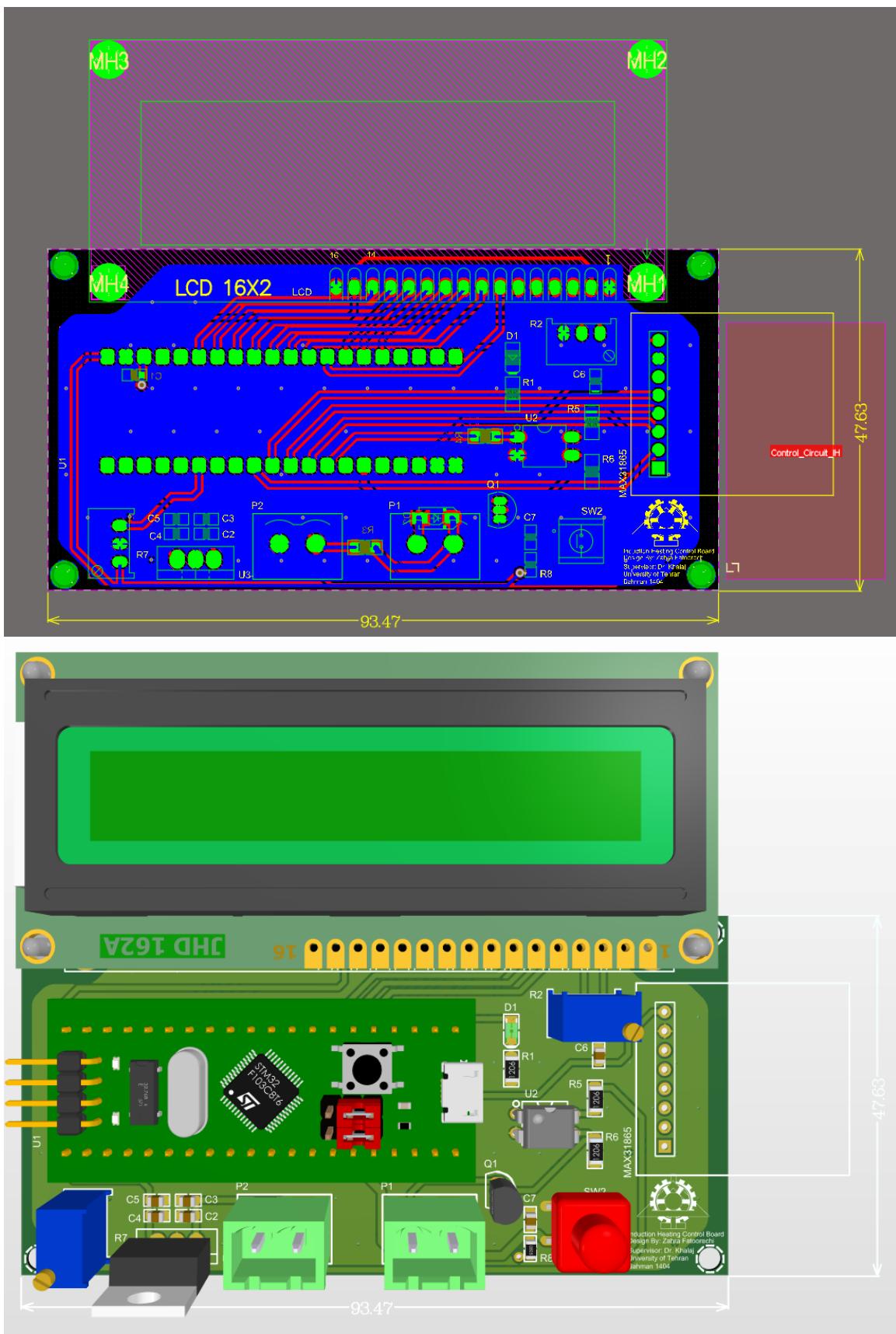
با توجه به ماهیت سوییچینگ کوره القایی و نویزهای فرکانس بالا، استفاده از خازن‌های با پاس در ورودی و خروجی رگولاتور و همچنین در نزدیکی پایه‌های تغذیه میکروکنترلر الزامی بود. این خازن‌ها نوسانات ناخواسته (Ripple) را حذف کرده و مانع از ریست شدن ناگهانی پردازنده می‌شوند. شماتیک مدار پس از اضافه کردن خازن‌های با پاس به صورت زیر در آمد:

## فصل 4: پیاده‌سازی سیستم



شکل 4-21) شماتیک کلی مدار کنترل

پس از تکمیل شماتیک، طراحی PCB با رعایت استانداردهای کاهش تداخل الکترومغناطیسی (EMI) انجام شد. در طراحی برد، مسیرهای جریان بالا (Power Traces) از مسیرهای حساس دیتا جدا شده و از صفحه زمین گستردگی (Polyline Plane) جهت کاهش نویز و بهبود دفع حرارت قطعات استفاده گردید.



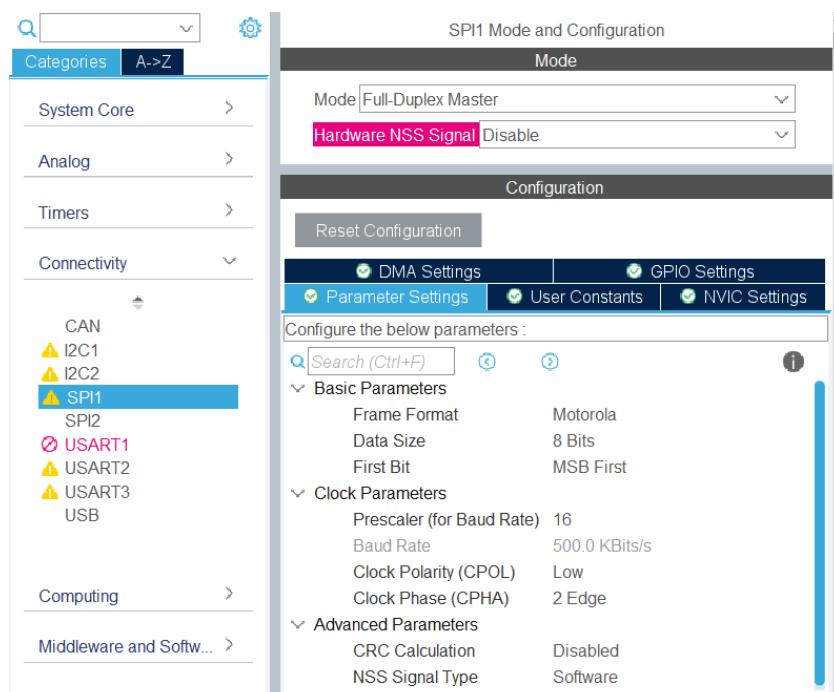
شکل (4-22) شکل دو بعدی و سه بعدی PCB مدار کنترل

## 6-4- فاز پنجم: طراحی سیستم کنترلی (پیاده‌سازی نرم افزاری)

پس از تکمیل طراحی سخت‌افزار، فرآیند توسعه نرم‌افزار با استفاده از محیط STM32 و خواندن داده‌ها از سنسور آغاز گردید. در این بخش، جزئیات و منطق برنامه‌نویسی واحدها شرح داده می‌شود.

### 6-4-1 SPI پروتکل

پس از انتخاب میکروکنترلر STM32F103C8T6 در برنامه‌ی CubeMX یا CubeIDE، در سربرگ Connectivity، تنظیمات واحد SPI1 را مطابق با نیازمندی‌های ماژول اعمال می‌کنیم. در بخش Mode گزینه‌ی Full-Duplex Master انتخاب گردید. در این پیکربندی، میکروکنترلر به عنوان مرجع مدیریت کلاک (Master) عمل کرده و ماژول MAX31865 به عنوان Slave در نظر گرفته می‌شود و در هر لحظه هر دو طرف قادر به دریافت یا ارسال داده هستند (Full Duplex). سپس در تنظیمات Parameters، استاندارد Motorola با طول داده 8 bit و اولویت ارسال بیت با ارزش‌تر (MSB First) تعیین گردید. همچنین جهت همگام‌سازی با ساختار داخلی MAX31865، پلاریته کلاک روی Low و فاز کلاک روی Edge-2 (تغییر در لبه دوم) تنظیم شد.



شکل (4-23) تنظیمات SPI در CubeIDE



شکل (4-24) پینهای SPI

آنچایی که مدیریت سخت افزاری CS در حالت چند اسلیوی می‌تواند پیچیده باشد، یک پایه GPIO معمولی در حالت Output تعریف گردید. سطح منطقی این پایه در حالت Idle روی High تنظیم شد تا ماثول تنها در زمان فراخوانی غیرفعال بماند.

به منظور تسريع در توسعه و افزایش ضریب اطمینان، از کتابخانه آماده برای ماثول MAX31865 استفاده شد. این کتابخانه را می‌توان در GitHub پیدا کرد (نشانی آن در بخش پیوست قرار داده شده). فایل .c در پوششی src و فایلهای .h و Conf.h در پوششی Inc کپی شدند.

فرآیند استفاده از این کتابخانه در چند گام صورت می‌گیرد. ابتدا کتابخانه‌ی کپی شده در مجموعه فایل‌های پروژه را در ابتدای فایل اصلی Include شد و سپس با تعریف یک نمونه از ساختار (Struct) Max31865\_t در ابتدای کد، تابع پیکربندی فراخوانی شد. در این تابع، آرگومان‌هایی نظیر تعداد سیم‌های سنسور (wire-2) و فرکانس فیلتر نویز محیطی (Hz50) جهت حذف ریپل‌های برق شهر تعیین گردید. در تابع main و قبل از حلقه‌ی While، ماثول Initialize شد.

این خط، نمونه‌ای که از استراکت گرفته شد را با پین اختصاص یافته به CS و پینهای پروتکل SPI مرتبط می‌کند.

برای قرائت دما، تابع Max31865\_readTempC مورد استفاده قرار گرفت. این تابع مسئولیت مدیریت پروتکل SPI، خواندن رجیسترها مقاومت و تبدیل آن‌ها به سانتی‌گراد را بر عهده دارد.

```

51 Max31865_t pt100_sensor;    25 #include "MAX31865.h"
109
110 Max31865_init(&pt100_sensor, &hspi1, SPI_CS_GPIO_Port, SPI_CS_Pin, 2, 50);
111

```

شکل (4-25) فرآیند Initialize کردن ماثول MAX31865

```

328 void Print_Current_Temp(void)
329 {
330     if (Max31865_readTempC(&pt100_sensor, &C_temp)) {
331
332         sprintf(Current_temp, "C_TMP: %.2f C", C_temp);
333         LCD_Puts(0, 0, Current_temp);
334     }
335 }

```

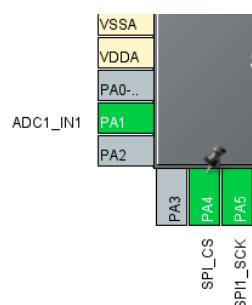
شکل (4-26) تابع قرائت و چاپ دما

در حلقه بینهایت برنامه، تابع چاپ دما فراخوانی می‌شود. برای جلوگیری از اشغال بیش از حد پردازنده و همچنین رعایت زمان مورد نیاز مازول برای تکمیل فرآیند تبدیل آنالوگ به دیجیتال، یک تأخیر (Delay) مناسب در هر تکرار در نظر گرفته شد. این امر پایداری نمایش اعداد روی LCD را تضمین کرده و از پرس‌های ناگهانی دما جلوگیری می‌کند.

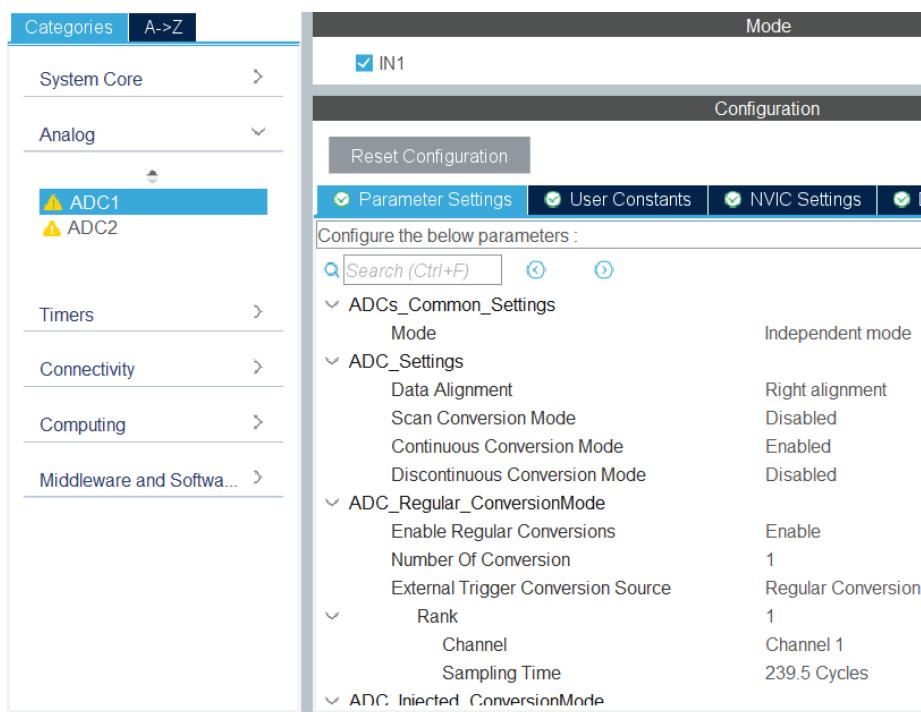
#### 4-6-2- دریافت ورودی از طریق ADC

در این بخش، روند استفاده از واحد مبدل آنالوگ به دیجیتال جهت دریافت دستور کاربر و همچنین نحوه مدیریت نمایشگر جهت پایش وضعیت سیستم شرح داده می‌شود.

در فایل `ioc`.ioc. در سربگ Analog1 ADC1 میکروکنترلر در محیط CubeIDE به این صورت تنظیم می‌گردد. کanal IN1 (پایه PA1) به عنوان ورودی آنالوگ فعال شده، سپس با فعالسازی گزینه‌ی ADC به صورت خودکار و پیوسته ولتاژ ورودی را نمونه‌برداری کرده و آخرین مقدار دیجیتال را در رجیستر داده قرار می‌دهد. نیازی به فعالسازی وقفه برای این بخش نیست. خواندن داده را در بازه‌های زمانی مشخص و در تابع main انجام می‌دهیم.



شکل (4-27) پین ADC



شکل (4-28) تنظیمات پارامترهای ADC

```

113
114     HAL_ADC_Init(&hadc1);
115     HAL_ADC_Start_IT(&hadc1);
116

```

شکل (4-29) فرآیند Initialize کردن ADC

در فایل main.c، ابتدا قبل از حلقه‌ی بینهایت واحد ADC را Initialize می‌کنیم. مانند قسمت قبل، تابعی برای خواندن مقدار ADC ایجاد می‌کنیم و آنرا در حلقه‌ی بینهایت فراخوانی می‌کنیم. جهت تبدیل عدد خام دیجیتال به یک دمای قابل درک برای سیستم، از یک فرمول نگاشت خطی استفاده شده است. بازه‌ی دمایی را به طور دلخواه 15 درجه تا 65 درجه انتخاب می‌کنیم. با توجه به دقت ۱۲ بیتی ADC در معماری STM32، مقادیر آنالوگ به بازه دیجیتالی ۰ تا 4095 تبدیل می‌شوند. برای نگاشت این بازه به بازه‌ی ۱۵ تا 65 درجه، تبدیل خطی زیر را انجام می‌دهیم.

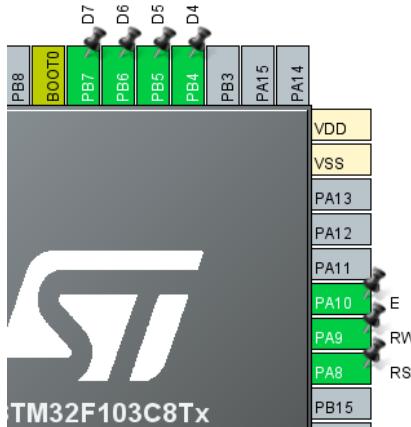
$$\begin{aligned}
 [0, 4095] &\rightarrow [15, 65] \\
 T = a \cdot ADC + b \\
 15 = a \cdot 0 + b &\rightarrow b = 15 \\
 65 - 15 = a \cdot 4095 &\rightarrow a = \frac{50}{4095} \tag{4-4}
 \end{aligned}$$

```

337 void Print_Desired_Temp(void)
338 {
339     D_temp = HAL_ADC_GetValue(&hadc1);
340     D_temp = D_temp / 4095;
341     D_temp = D_temp * 50;
342     D_temp = D_temp + 15;
343
344     sprintf(Desired_temp, "D_TMP: %.2f C", D_temp);
345     LCD_Puts(0, 1, Desired_temp);
346 }

```

شکل (4-30) تابع دریافت ورودی ADC و چاپ دمای مطلوب



```

23 /* USER CODE BEGIN Includes */
24 #include "LCD.h"
25 #include "MAX31865.h"
26 #include "stdio.h"
112 LCD_Init();
113 LCD_Clear();
27 /* USER CODE END Includes */

```

شکل (4-31) پینها و کد LCD Initialize کردن

همانطور که در بخش‌های قبل هم به آن اشاره شد، جهت نمایش همزمان دمای لحظه‌ای سیستم و دمای مطلوب کاربر واحد LCD در حالت ۴ بیتی راهاندازی شد (کتابخانه‌ی مورد استفاده در بخش پیوست آورده شده). برای ارتباط با LCD، پینهای داده و سیگنالهای کنترلی با تنظیم (GPIO\_Output) در میکروکنترلر تعریف شدند.

نحوه‌ی چاپ اعداد در LCD در توابع قبلی نشان داده شده‌اند.

#### 4-6-3- خروجی میکروکنترلر

در مرحله نهایی پیاده‌سازی نرمافزاری واحد فرمان به رله و حلقه اصلی برنامه، جهت هماهنگی میان تمامی زیرسیستم‌ها طراحی گردید. فرمان نهایی کنترل‌کننده از طریق پایه PB12 به واحد ایزولاسیون

(اپتوكوپلر) و درنهایت بوبین رله ارسال می‌شود. با توجه به معکوس بودن منطق روشن شدن رله در مدار، جهت برق دار کردن بوبین رله و برقراری جریان در کوره القایی، پایه PB12 باید در سطح منطقی 0 قرار گیرد و جهت قطع جریان، سطح منطقی 1 به آن اعمال شود. در شکل (4-32)، فقط برای نشان دادن نحوهی روشن و خاموش شدن رله، یک الگوریتم کنترلی ساده نشان داده شده که سیستم را زمانی که دمای خروجی به 90 درصد دمای مطلوب رسید خاموش می‌کند.

در حلقه‌ی بینهایت، توابع نمایش خروجی سنسور، نمایش دمای مطلوب و عملکرد رله به نوبت فراخوانی می‌شوند. همچنین برای حصول اطمینان از عدم توقف احتمالی میکرو (هالت برنامه) و افزودن تاخیر بین سیکل‌های فعالیت سنسور، از LED تعییه شده روی بورد STM32 استفاده شد. این LED به گونه‌ای برنامه‌ریزی شده است که در هر تکرار از حلقه اصلی، چشمک بزند. این فرآیند به عنوان یک سیگنال حیات عمل کرده و به اپراتور این اطمینان را می‌دهد که پردازنده در حال اجرای صحیح دستورات است و تداخل‌های فرکانسی منجر به فریز شدن برنامه نشده است.

```

348 void Relay(void)
349 {
350     int thresh;
351     thresh = D_temp * 0.9;
352     if(C_temp < thresh)
353     {
354         HAL_GPIO_WritePin(OPT_IN_GPIO_Port, OPT_IN_Pin, GPIO_PIN_RESET);
355         HAL_GPIO_WritePin(LED_GPIO_Port, LED_Pin, GPIO_PIN_SET);
356     }
357     else
358     {
359         HAL_GPIO_WritePin(OPT_IN_GPIO_Port, OPT_IN_Pin, GPIO_PIN_SET);
360         HAL_GPIO_WritePin(LED_GPIO_Port, LED_Pin, GPIO_PIN_RESET);
361     }
362 }
```

شکل (4-32) تابع رله (ابتداي)

```

120 /* USER CODE BEGIN WHILE */
121 while (1)
122 {
123     Print_Current_Temp();
124     Print_Desired_Temp();
125     Relay();
126
127
128     HAL_GPIO_WritePin(Heart_GPIO_Port, Heart_Pin, GPIO_PIN_RESET);
129     HAL_Delay(100);
130     HAL_GPIO_WritePin(Heart_GPIO_Port, Heart_Pin, GPIO_PIN_SET);
131     HAL_Delay(400);
132
133 /* USER CODE END WHILE */
```

شکل (4-33) حلقه‌ی بینهایت تابع اصلی برنامه

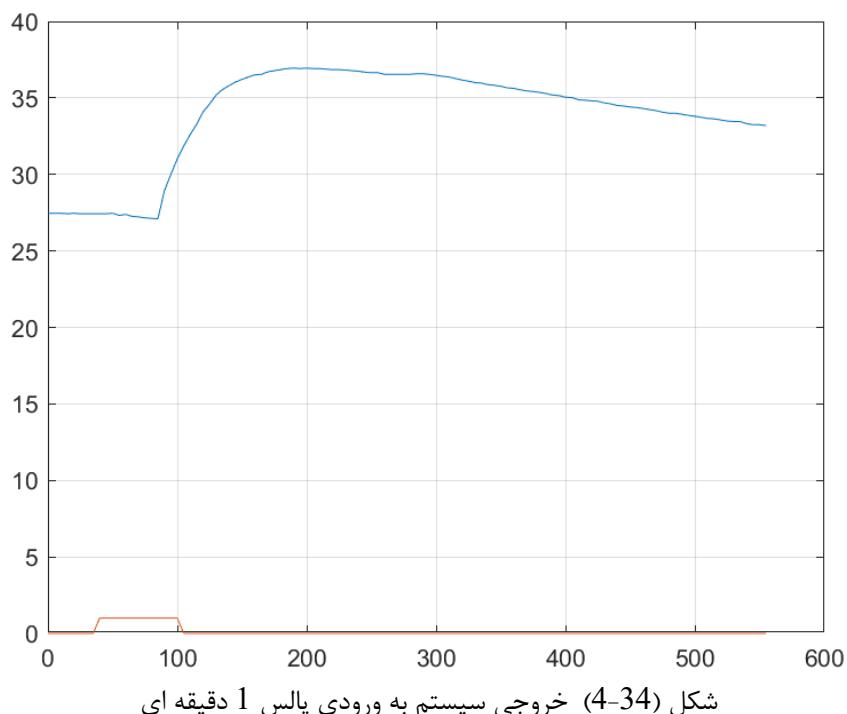
## 7-4- فاز ششم: مدل‌سازی سیستم جعبه سیاه و طراحی کنترل‌کننده

پس از تکمیل مراحل ساخت واحد قدرت و واحد کنترل، مرحله طراحی الگوریتم کنترلی با مدل‌سازی ریاضی سیستم آغاز گردید. هدف از این بخش، تخمین تابع تبدیل یک جعبه سیاه فیزیکی از طریق تحلیل پاسخ زمانی به تحрیک‌های ورودی است.

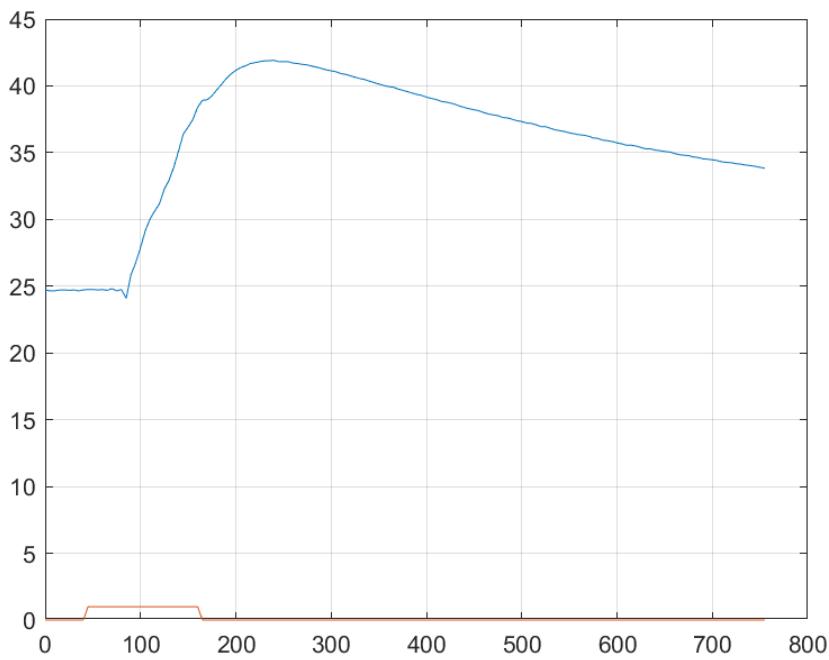
در سیستم‌های کوره القایی، توان خروجی مدار به طور پیوسته به صورت شار معناطیسی به بار منتقل شده و در بدنه آن به گرما تبدیل می‌شود. از آنجایی که بار (سیال و لوله) این انرژی را در خود ذخیره می‌کند، سیستم در برابر ورودی، رفتار انتگرال‌گیر از خود نشان می‌دهد؛ به این معنا که با روشن ماندن دائم سیستم، دما به صورت خطی (در حالت ایده‌آل) افزایش یافته و به پایداری نمی‌رسد.

در چنین سیستم‌هایی، استفاده از ورودی پله برای استخراج تابع تبدیل مناسب نیست، زیرا خروجی به سرعت از محدوده عملیاتی خارج می‌شود. لذا جهت تحلیل رفتار گذرا و ماندگار سیستم، از تحریک پالسی (Pulse Excitation) با مدت زمان مشخص استفاده گردید.

پاسخ سیستم به دو ورودی پالس با بازه‌های زمانی ۱ دقیقه و ۲ دقیقه مورد بررسی قرار گرفت. نمودار خروجی مدار برای این ورودی‌ها به صورت زیر مشاهده شد.

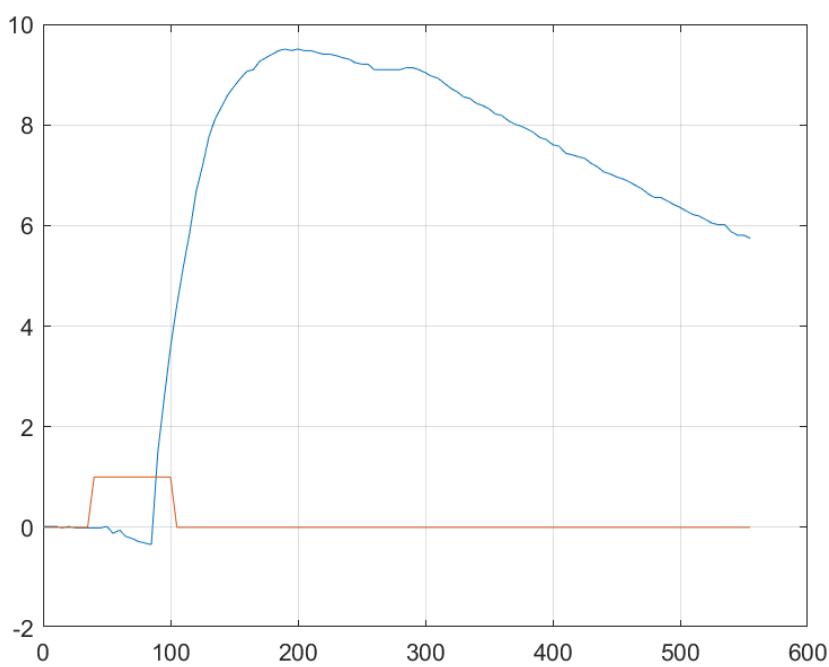


شکل (4-34) خروجی سیستم به ورودی پالس ۱ دقیقه ای

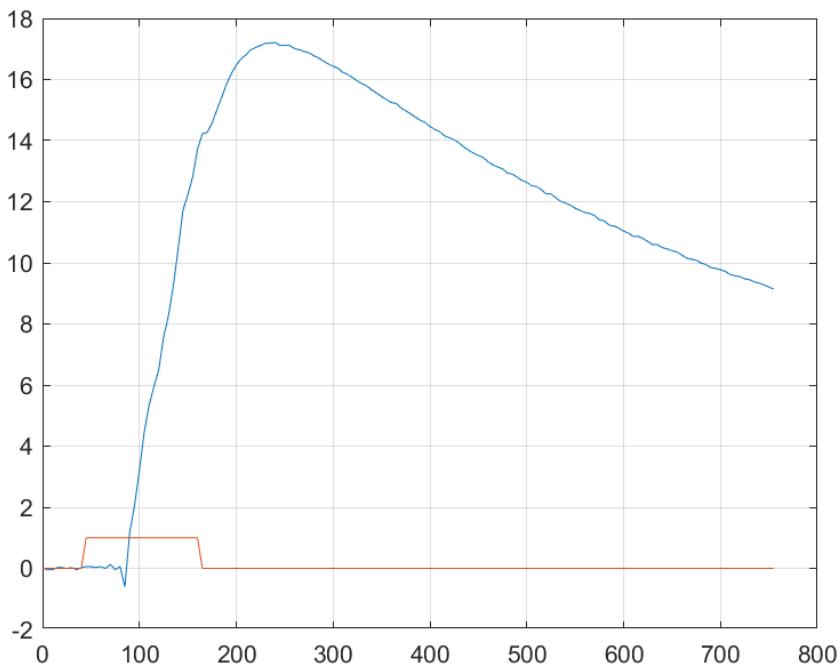


شکل (4-35) خروجی سیستم به ورودی پالس 2 دقیقه ای

جهت انطباق داده‌های تجربی با مدل‌های استاندارد ریاضی، فرآیند نرمال‌سازی روی داده‌ها انجام شد. دمای اولیه اتاق از تمامی داده‌های ثبت شده کسر گردید. این اقدام به این دلیل صورت گرفت که کنترل‌کننده بر اساس سیگنال خطا عمل می‌کند. طبق قوانین انتقال حرارت، افزایش دمای ماده ( $\Delta T$ ) تابعی از انرژی ورودی ( $\Delta Q$ ) است. بنابراین، رفتار دینامیکی سیستم در بازه (مثلًاً ۱۰ تا ۲۰ درجه) با بازه (۳۰ تا ۴۰ درجه) مشابه است و مبدأ مختصات دما تأثیری در ساختار تابع تبدیل ندارد.



شکل (4-36) خروجی سیستم به پالس 1 دقیقه‌ای (Normalized)



خروجی سیستم به پالس 2 دقیقه‌ای

## 4-7-2- تحلیل پاسخ سیستم

اگرچه در نگاه نخست سیستم دارای خاصیت انتگرالی است، اما با توجه به اینکه پس از قطع ورودی، دما به سمت دمای محیط باز می‌گردد، سیستم یک «انتگرال گیر خالص» محسوب نمی‌شود. در یک انتگرال گیر خالص، قطب دقیقاً بر روی مبدأ  $s = 0$  قرار دارد، اما در سیستم‌های حرارتی واقعی، اتلاف حرارت باعث می‌شود این قطب با فاصله بسیار کمی از مبدأ در سمت چپ محور موهومی قرار گیرد. این جایه‌جایی نشان‌دهنده پایداری مرزی و وجود ثابت زمانی بسیار بزرگ در فرآیند خنکسازی است.

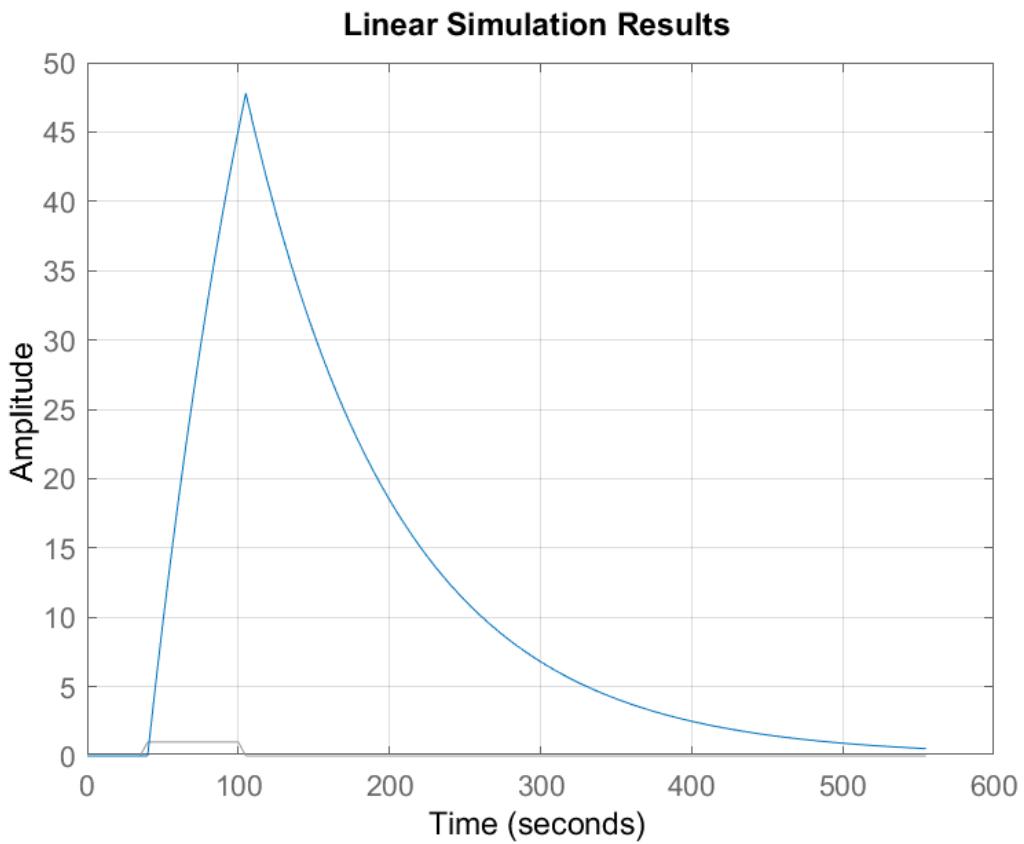
$$G = \frac{1}{s} \rightarrow \text{پاسخ پله: } \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{s}{s} G = \frac{1}{0} = \infty \quad (4-5)$$

پاسخ ضربه:  $\lim_{t \rightarrow \infty} sG = 1$

$$G = \frac{1}{s + \epsilon} \rightarrow \text{پاسخ پله: } \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{s}{s} G = \frac{1}{0 + \epsilon} \approx \infty \quad (4-6)$$

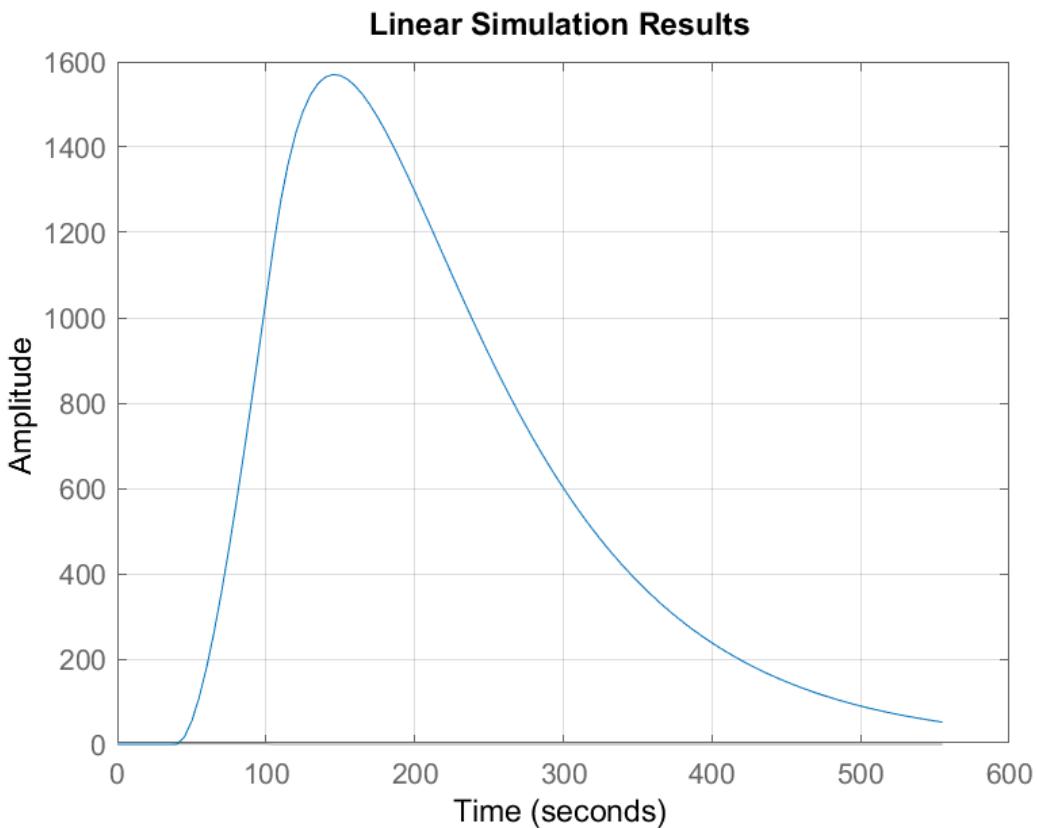
پاسخ ضربه:  $\lim_{t \rightarrow \infty} sG = \frac{0}{0 + \epsilon} = 0$

مشاهده شد که رفتار حالت ماندگار قطب نزدیک به مبدأ بسیار مشابه سیستم ماست. اما با این وجود، پاسخ این سیستم هم دقیقاً شبیه سیستم ما نیست:



شکل (4-37) پاسخ سیستم  $\frac{1}{s+0.01}$  به پالس یک دقیقه ای

یکی از مشاهدات کلیدی در پاسخ پله سیستم، کاهش موقتی دما در لحظات ابتدایی تحریک است. از دیدگاه فیزیکی، این پدیده ناشی از جابه‌جایی سیال خنک‌تر داخل لوله‌ها به سمت سنسور در لحظه شروع فرآیند است. در مهندسی کنترل، این رفتار معکوس (Initial Undershoot) نشان‌دهنده وجود صفر است که باعث می‌شود سیستم «نامینیمم فاز» تلقی گردد. برای مدل‌سازی دقیق این رفتار، یک صفر و یک قطب اضافی بهتابع تبدیل افزوده شد تا نرمی پاسخ و رفتار معکوس ابتدایی به درستی بازسازی شود. در صورتی که فقط یک صفر بهتابع تبدیل اضافه شود، گوشه‌ی تیز پاسخ سیستم در هنگام صفر شدن ورودی یرطرف نمی‌شود. بنابراین، یک قطب دیگر نیز به سیستم اضافه می‌کنیم:

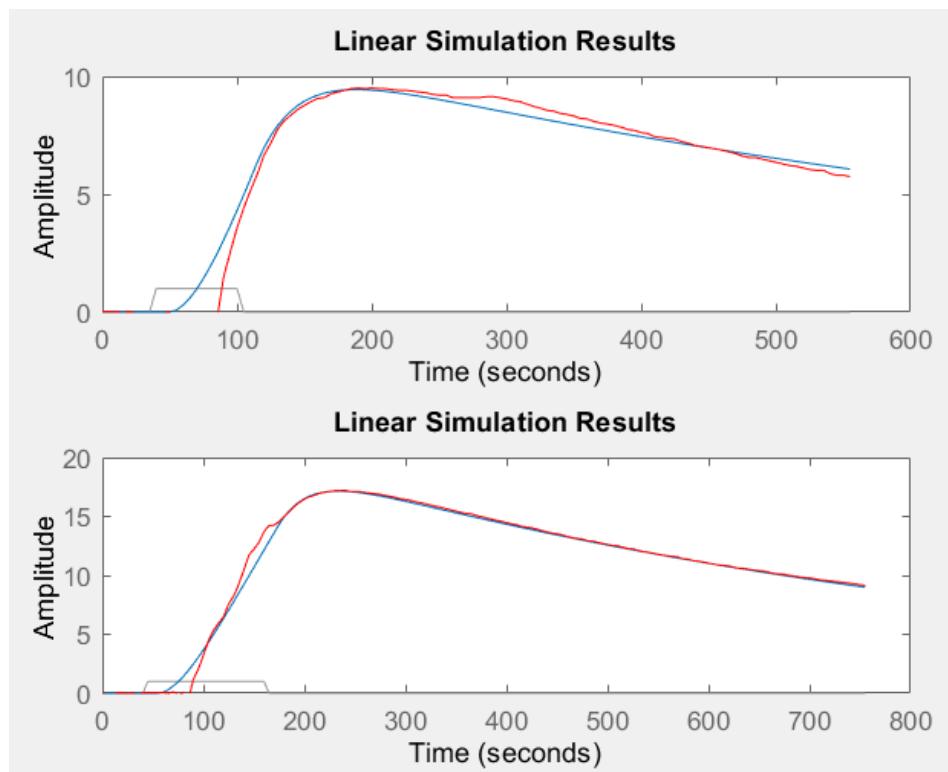


شکل (4-38) پاسخ سیستم  $\frac{s+1}{(s+0.01)(s+0.01)}$  به پالس یک دقیقه ای

شکل کلی پاسخ تابع تبدیل دارای دو قطب نزدیک مبدأ و یک صفر، بسیار به پاسخ سیستم متشابه دارد. بنابراین، با تغییر ضرایب و مکان قطب و صفرها، سعی می‌کنیم نزدیکترین تابع را به پاسخ سیستم پیدا کنیم. پس از تنظیم ضرایب، به تابع تبدیل زیر رسیدیم:

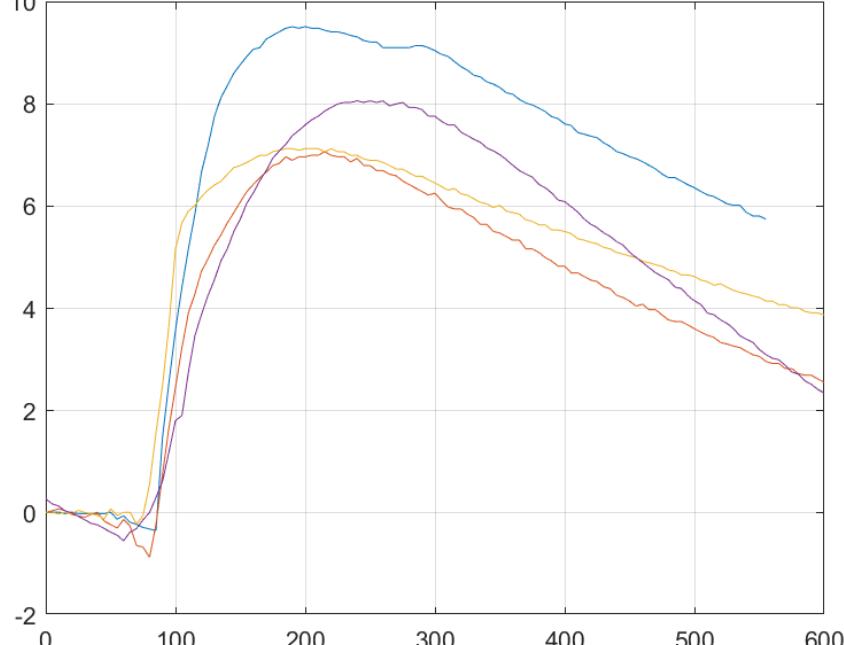
$$\frac{127 \cdot (s + 1) \cdot e^{-10s}}{(30s + 1)(760s + 1)} \quad (4-7)$$

با قرار دادن پاسخ این تابع تبدیل به ورودی‌ها، در کنار پاسخ سیستم اصلی، نمودارهای زیر را خواهیم داشت:



شکل (4-39) پاسخ تابع تبدیل تخمین‌زده شده در کنار خروجی سیستم

نکته حائز اهمیت، تفاوت در پاسخ‌های ثبت شده در آزمایش‌های تکراری است. عدم قطعیت‌های محیطی باعث می‌شود سیستم رفتاری کاملاً قطعی (Deterministic) نداشته باشد. به عنوان مثال، بعد از تخمین تابع تبدیل، پاسخ سیستم به پالس 1 دقیقه‌ای چند بار دیگر نیز سنجیده شد و نمودار خروجی‌ها به صورت زیر بود:



شکل (4-40) خروجی‌های مختلف سیستم به ورودی پالس 1 دقیقه‌ای

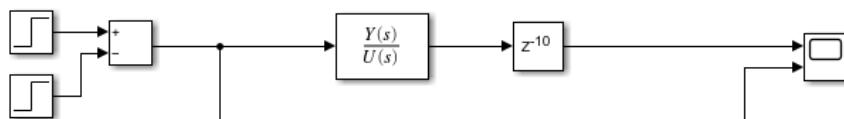
لذا، کنترل کننده طراحی شده باید از پایداری مقاوم (Robustness) کافی برخوردار باشد تا در برابر این تغییرات پارامتریک، عملکرد بهینه خود را حفظ کند.

#### 4-7-3- شبیه‌سازی سیستم و طراحی کنترل کننده

برای شبیه‌سازی کنترل کننده، ازتابع تبدیلی که بدست آوردیم استفاده می‌کنیم. بلوک دیاگرام پاسخ سیستم به پالس یک دقیقه‌ای (که در نمودارهای قبل دیدیم) در شکل (4-41) دیده می‌شود.

با توجه به توضیحاتی که در فصول قبل دادیم، با توجه به ساختار سخت‌افزاری، کنترل کننده ما ترکیبی از یک بلوک آنالوگ و یک رله است. رله در اینجا سیگنال کنترلی را به یک فرمان باینری تبدیل می‌نماید.

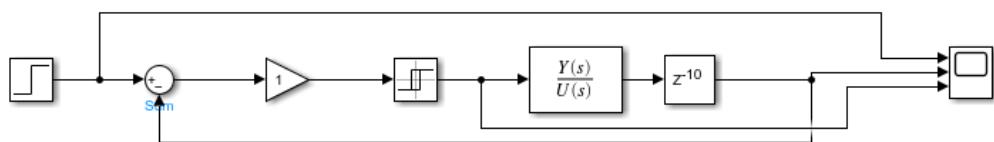
ابتدا برای کنترل کننده‌ی آنالوگ، از بلوک P خالص استفاده می‌کنیم.



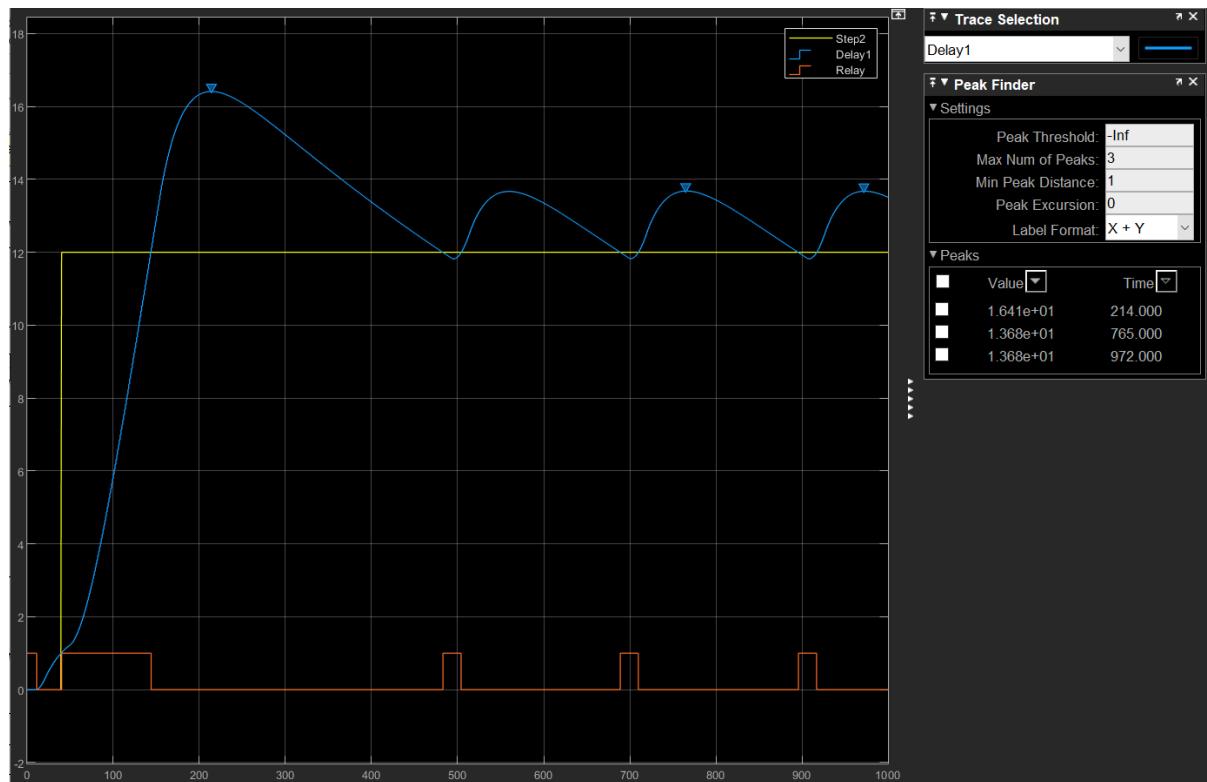
شکل (4-41) بلوک دیاگرام سیستم حلقه باز



شکل (4-42) پاسخ سیستم تخمین‌زده شده به پالس 1 دقیقه‌ای



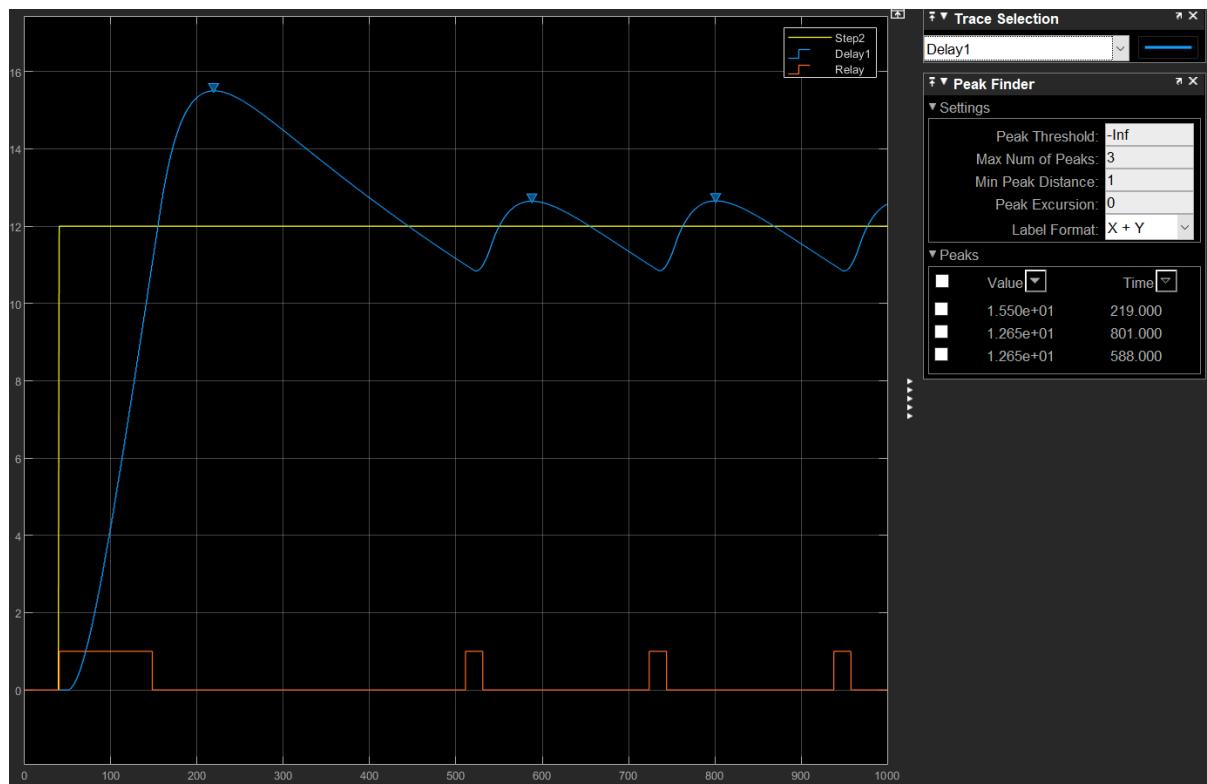
شکل (4-43) بلوک دیاگرام سیستم حلقه بسته با کنترل کننده P



شکل (4-44) خروجی سیستم با کنترل کننده P

در شبیه‌سازی اولیه با استفاده از کنترل کننده P خالص، مشاهده شد که به دلیل ماهیت سوئیچینگ رله در نقطه صفر، تغییر ضریب بهره تأثیر مستقیمی بر خروجی باینری ندارد؛ زیرا هر سیگنال مثبتی (صرف‌نظر از دامنه) رله را در وضعیت روشن قرار می‌دهد.

جهت بهبود عملکرد و ایجاد یک باند مرده یا تغییر در حساسیت سیستم، سطح سوئیچینگ (Threshold) رله مورد بازنگری قرار گرفت. همان‌طور که در نمودارهای شبیه‌سازی مشهود است، تنظیم آستانه سوئیچینگ بر روی مقادیر غیرصفر (مانند 0.5) به همراه ضریب بهره مناسب، منجر به کاهش نوسانات در ناحیه ماندگار و کنترل نرم‌تر توان ورودی می‌گردد.

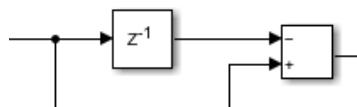


شکل (4-45) خروجی سیستم با کنترل کننده P و رله 0.5

اگرچه با اعمال این تغییر، ظاهر وضعیت خروجی بهتر شد، اما وجود فراجهش (Overshoot) به میزان ۳.۵ درجه و حساسیت بالای آن به تغییرات پارامتریک سیستم، نشان دهنده عدم کفاایت این ساختار بود. کنترل کننده تناسبی صرفاً بر اساس مقدار لحظه‌ای خطا تصمیم‌گیری می‌کند و نسبت به نرخ تغییرات خطا (شیب نمودار) واکنشی ندارد. با توجه به اینرسی حرارتی بالا در کوره القایی، دما حتی پس از قطع منبع تغذیه به دلیل گرمای ذخیره شده در کویل و لوله، به افزایش خود ادامه می‌دهد. لذا جهت پیش‌بینی این رفتار و کاهش سرعت پاسخ در نزدیکی نقطه مطلوب، یک بلوک مشتق‌گیر (D) به ساختار کنترلی افزوده شد. بلوک مشتق‌گیر را مشابه طریقی که قرار است آنرا در میکروکنترلر پیاده‌سازی کنیم ایجاد می‌کنیم:

	$Z.E(z) \equiv \frac{e[k] - e[k - 1]}{T}$	(4-8)
--	---	-------

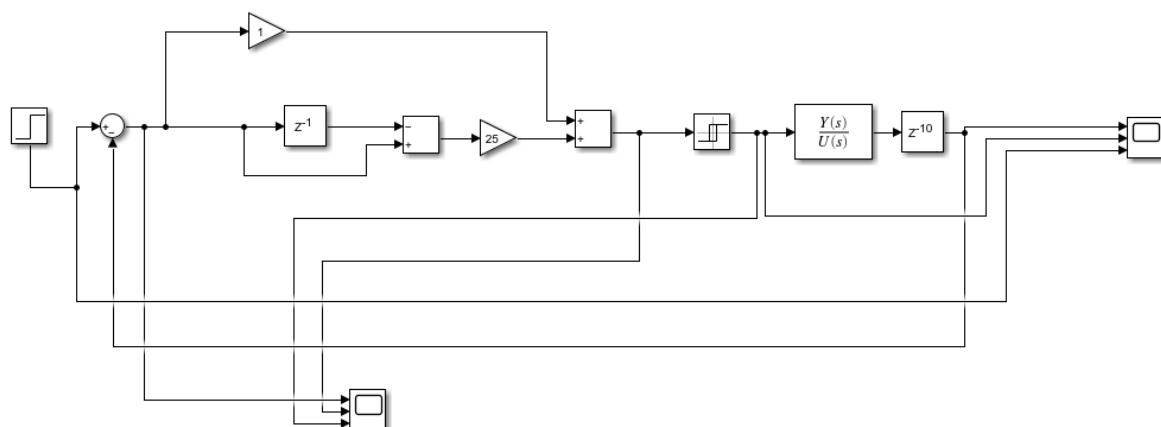
با توجه به اینکه در شبیه‌سازی ما،  $T = 1$  است، بلوک مشتق‌گیر به صورت زیر در خواهد آمد:



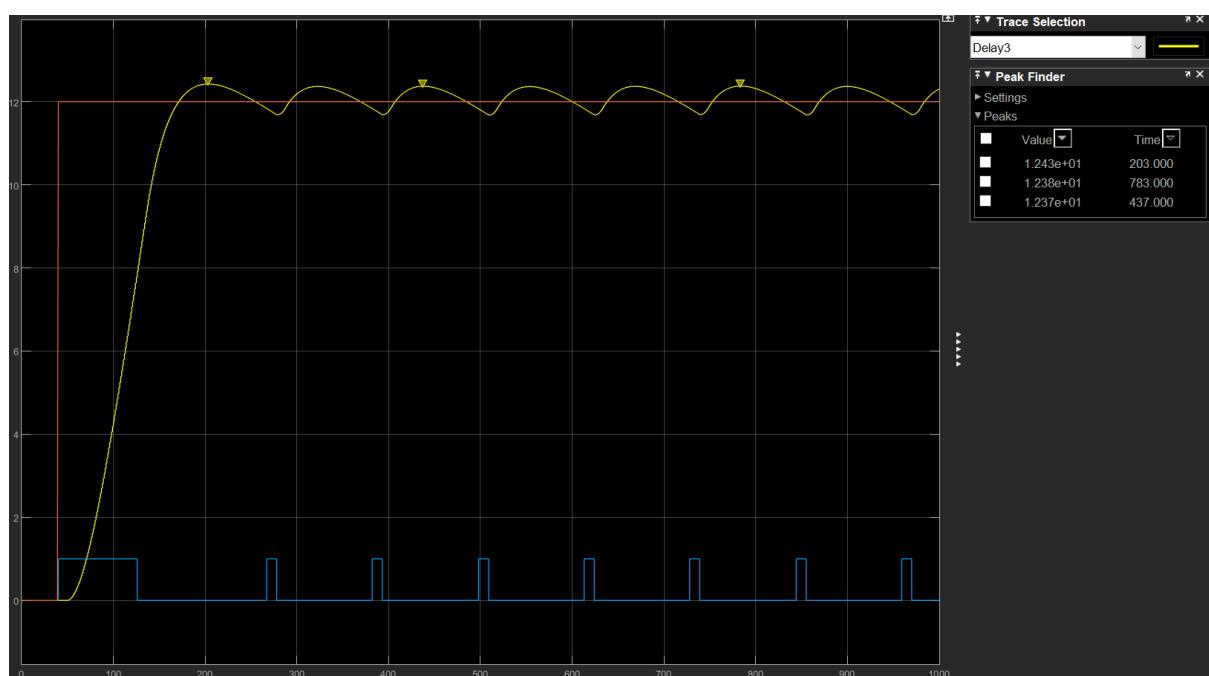
شکل (4-46) بلوک دیاگرام واحد مشتق‌گیر

پس از انجام فرآیند تنظیم دستی ضرایب در محیط Simulink، مقادیر بهینه برای دستیابی به پایدارترین پاسخ استخراج گردید. ضریب بلوک مشتق‌گیر برابر 25 و بلوک P برابر 1 قرار گرفت. همچنین، سطح سوئیچینگ رله را برابر 0.5 قرار دادیم. شکل بلوک دیاگرام و نمودار خروجی برای ورودی 12 در شکل (4-48) نشان داده شده است.

پاسخ سیستم به ورودی 12 واحدی (پله) مورد تحلیل قرار گرفت. همان‌طور که در نمودار خروجی مشاهده می‌شود، میزان فراجهش سیستم از ۳.۵ درجه در حالت قبل، به کمتر از ۰.۵ درجه کاهش یافت‌است. این بهبود چشم‌گیر نشان‌دهنده موفقیت کنترل‌کننده PD در مهار اینرسی حرارتی و ایجاد پایداری مقاوم در برابر تغییرات تابع تبدیل سیستم است.



شکل (4-47) بلوک دیاگرام سیستم کنترل شده با PD



شکل (4-48) خروجی سیستم کنترل شده با PD

## 4-7-4- پیاده‌سازی کنترل کننده در کد

```

58 float e0 = 0.0f;
59 float e1 = 0.0f;
60 float u = 0.0f;
61 float D;
65 float Kp = 1.0;
66 float Kd = 25.0;

```

شکل (4-49) متغیرهای کنترل کننده

```

void Relay(void)
{
    e1 = D_temp - C_temp;
    D = e1 - e0;
    u = (D * Kd) + (e1 * Kp) - 0.5 ;
    if(u>0)
    { // on
        HAL_GPIO_WritePin(OPT_IN_GPIO_Port, OPT_IN_Pin, GPIO_PIN_RESET);
        HAL_GPIO_WritePin(LED_GPIO_Port, LED_Pin, GPIO_PIN_SET);
    }
    else
    { // off
        HAL_GPIO_WritePin(OPT_IN_GPIO_Port, OPT_IN_Pin, GPIO_PIN_SET);
        HAL_GPIO_WritePin(LED_GPIO_Port, LED_Pin, GPIO_PIN_RESET);
    }
    e0 = e1;
}

```

شکل (4-50) تابع رله با کنترل کننده PD (1.0)

پس از استخراج ضرایب بهینه در شبیه‌سازی، الگوریتم بر روی میکروکنترلر پیاده‌سازی شد.

در مرحله تست عملی، به دلیل وجود نویز در خروجی و تأخیر در پاسخ‌دهی منبع تغذیه، چالش‌هایی بروز کرد که نیازمند اصلاحات در منطق کنترل بود

نوسانات جزئی در مقدار قرائت شده از ADC و سنسور دما، در ترکیب با حساسیت بالای ترم مشتق‌گیر، منجر به پدیده چترینگ (قطع و وصل سریع رله) در نزدیکی نقطه‌استانه گردید. این پدیده علاوه‌بر ایجاد استرس مکانیکی بر رله، موجب کاهش طول عمر منبع تغذیه می‌گردد. جهت رفع این مشکل، دو استراتژی همزمان اتخاذ شد:

در گام اول، جهت حذف لرزش اعداد در دمای مطلوب، سیگنال ورودی ADC به پله‌های ۰.۵ درجه‌ای محدود شد. این فیلترینگ نرمافزاری، پایداری نقطه هدف (Setpoint) را تضمین کرد.

```

351 void Print_Desired_Temp(void)
352 {
353     D_temp = HAL_ADC_GetValue(&hadc1);
354     D_temp = D_temp / 4095;
355     D_temp = D_temp * 50;
356     D_temp = D_temp + 15;
357
358     temp = D_temp;
359     frac = D_temp - temp;
360
361     if((frac > 0.25) && (frac < 0.75))
362         D_temp = temp + 0.5;
363     else if (frac <= 0.25)
364         D_temp = temp;
365     else
366         D_temp = temp + 1;
367
368
369     sprintf(Desired_temp, "D_TMP: %.2f C", D_temp);
370     LCD_Puts(0, 1, Desired_temp);
371 }

```

شکل (4-51) تابع چاپ ورودی ADC (نسخه نهایی)

گام دوم، حل کردن مشکل نوسانات بالای کلیدزنی بود.

برای حل این مشکل، روش‌های بسیاری وجود دارد. در فصل قبل، به راهکار هیسترزیس برای حل این مشکل اشاره کردیم. با توجه به تعریف  $D$ ، داریم:

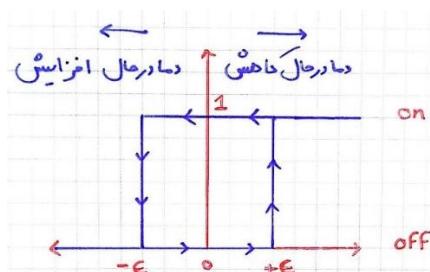
$$D = e[k] - e[k - 1] = (T_{in}[k] - T_{current}[k]) - (T_{in}[k - 1] - T_{current}[k - 1]) \quad (4-9)$$

در صورتی که با اصلاحات بالا، پارامتر  $T_{in}$  را در طول زمان ثابت نگه داریم، داریم:

$$D = -T_{current}[k] + T_{current}[k - 1] \quad (4-10)$$

يعنى درواقع علامت پارامتر  $D$  منفی علامت مشتق است. در نتیجه، در حالتی که دما در حال افزایش است،  $D$  منفی است و در حالتی که دما در حال کاهش است،  $D$  مثبت است. در نتیجه، شرط رله به صورت

شکل (4-53) خواهد بود



شکل (4-52) نمودار ترسیمی هیسترزیس

```

دما در حال کاهش //کاهش
{
    if (u > 0.1)
    {
        //on
    }
    else
    {
        //off
    }
}
else if (D < 0) //افرازیش
{
    if (u < 0.1)
    {
        //off
    }
    else
    {
        //on
    }
}

```

شکل (4-53) تابع هیسترزیس در میکروکنترلر

پس از اعمال این الگوریتم، مشاهده شد که باز هم مشکل Chattering بروز نشد، زیرا به دلیل وجود نویز روی سیگنال، نوسانات پارامتر D بسیار زیاد بود. در نتیجه، راه حل دیگری پیدا کردیم. به جای اتکا به هیسترزیس، یک الگوریتم مدیریت وضعیت با رویکرد زمانی پیاده‌سازی شد. در این روش، برای رله دو قید زمانی تعریف گردید:

حداقل زمان روشن ماندن: 10 سیکل (معادل 5 ثانیه)

حداقل زمان خاموش ماندن: 7 سیکل (معادل 3.5 ثانیه)

این رویکرد تضمین می‌کند که رله تحت تأثیر نویزهای لحظه‌ای، تغییر وضعیت ندهد و فرکанс کلیدزنی در محدوده‌ای ایمن برای منبع تغذیه باقی بماند. برای اجرای این منطق، یک متغیر حافظه جهت ذخیره وضعیت تعریف شد تا تنها پس از انقضای زمان تعیین شده، اجازه تغییر وضعیت صادر گردد.

```

49 /* USER CODE BEGIN PV */
50
51 Max31865_t pt100_sensor;
52 float C_temp = 0.0f;
53 float D_temp = 0.0f;
54
55 uint8_t temp;
56 float frac;
57
58 float e0 = 0.0f;
59 float e1 = 0.0f;
60 float u = 0.0f;
61 float D;
62
63 _Bool on[10];
64
65 float Kp = 1.0;
66 float Kd = 25.0;
67
68 char Current_temp[20];
69 char Desired_temp[20];
70
71 /* USER CODE END PV */

```

شکل (4-54) متغیرها

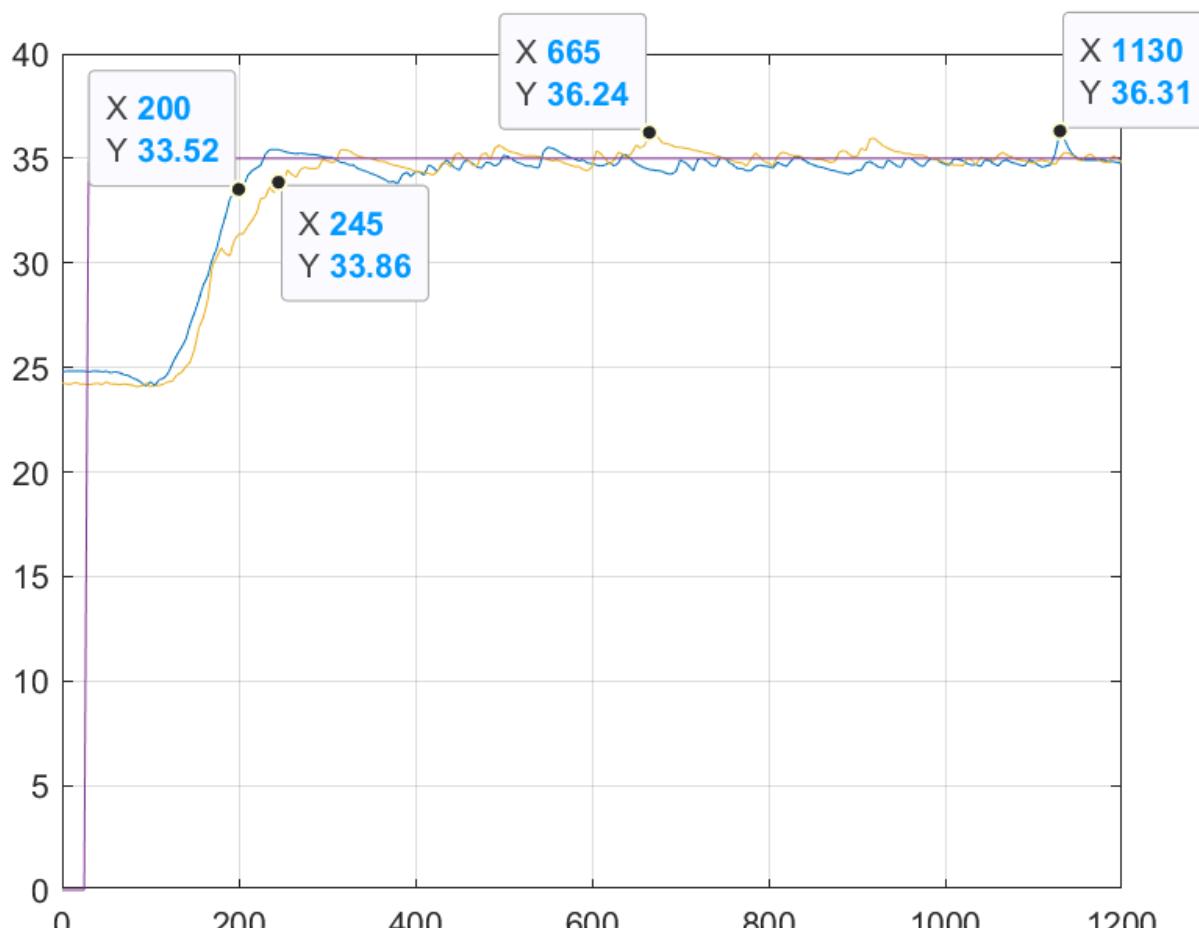
```

373 void Relay(void)
374 {
375     e1 = D_temp - C_temp;
376     D = e1 - e0;
377     u = (D * Kd) + (e1 * Kp) - 1.8;
378
379     on[9] = on[8];
380     on[8] = on[7];
381     on[7] = on[6];
382     on[6] = on[5];
383     on[5] = on[4];
384     on[4] = on[3];
385     on[3] = on[2];
386     on[2] = on[1];
387     on[1] = on[0];
388
389     if((u>0) && (on[1]==0) && (on[2]==0) && (on[3]==0) && (on[4]==0) && (on[5]==0) && (on[6]==0))
390     { // on
391         on[0] = 1;
392         HAL_GPIO_WritePin(OPT_IN_GPIO_Port, OPT_IN_Pin, GPIO_PIN_RESET);
393         HAL_GPIO_WritePin(LED_GPIO_Port, LED_Pin, GPIO_PIN_SET);
394     }
395     else if((on[1]==1)&&(on[2]==1)&&(on[3]==1)&&(on[4]==1)&&(on[5]==1)&&(on[6]==1)&&(on[7]==1)&&(on[8]==1)&&(on[9]==1))
396     { // off
397         on[0] = 0;
398         HAL_GPIO_WritePin(OPT_IN_GPIO_Port, OPT_IN_Pin, GPIO_PIN_SET);
399         HAL_GPIO_WritePin(LED_GPIO_Port, LED_Pin, GPIO_PIN_RESET);
400     }
401     e0 = e1;
402 }

```

شکل (4-55) تابع رله با حافظه حالت (نسخه نهایی)

پس از تنظیم نهایی سطح سوئیچینگ بر روی 1.8 (جهت جبران تأخیرهای زمانی اعمال شده)، عملکرد سیستم در دمای هدف ۳۵ درجه مورد ارزیابی قرار گرفت. خروجی سیستم کنترل شده در دو مرحله ثبت شد و نتایج به صورت زیر است:



شکل (4-56) دو نمونه خروجی سیستم کنترل شده (ورودی 35 درجه)

میبینیم که سیستم پس از زمان حدود 4 دقیقه به بازه‌ی 1.5 درجه از مقدار مطلوب میرسد و دما را در این مقدار حفظ می‌کند.

## فصل 5:

# تحلیل نتایج و جمع‌بندی

### 5-1 جمع‌بندی

در بخش تئوری این تحقیق، ابتدا مفاهیم بنیادی الکترومغناطیس و پدیده‌های القایی حاکم بر عملکرد کوره بررسی گردید. در این راستا، تأثیر پارامترهای فیزیکی بار و کویل بر ضریب تزویج مغناطیسی و توان انتقالی تحلیل شد. همچنین، نقش حیاتی قطعات کلیدی مدار قدرت، از جمله سلفهای ضربه‌گیر (RFC) در جلوگیری از اشباع مغناطیسی و خازن‌های تانک در تحمل استرس‌های جریان و ولتاژ، مورد واکاوی قرار گرفت. در ادامه، مبانی کنترل سیستم‌های خطی و استراتژی‌های مختلف کنترلی به عنوان پیش‌نیازی برای بخش عملی ارائه گردید.

در بخش عملی، پس از پیاده‌سازی سخت‌افزار و کالیبراسیون سنسور دما، فرآیند مدل‌سازی سیستم آغاز شد. با ثبت پاسخ پله سیستم و تحلیل داده‌های استخراج شده،تابع تبدیل کوره تخمین زده شد. بر اساس این مدل، یک کنترل‌کننده PD در محیط Simulink طراحی و بهینه گردید. در مرحله پیاده‌سازی فیزیکی، چالش‌هایی نظیر تأخیرهای زمانی غیرخطی و نویزهای فرکانس بالا (EMI) که در شبیه‌سازی لحاظ نشده بودند، شناسایی شدند. با اصلاح ضرایب کنترلی در کدنویسی میکروکنترلر و استفاده از روش‌های نرم‌افزاری برای حذف چترینگ (Chattering)، پایداری سیستم تضمین گردید.

علاوه‌بر این، در فاز بهینه‌سازی توان، تأثیر افزایش ولتاژ تعذیه و جریان مدار به صورت تجربی مورد بررسی قرار گرفت. نتایج نشان داد که افزایش ولتاژ مستقیماً با محدودیت‌های ولتاژ شکست دی‌الکتریک خازن‌ها و ولتاژ درین-سورس ماسفت‌ها در تضاد است، در حالی که افزایش جریان، چالش‌های حرارتی و اتلاف

توان در مقاومت سری معادل (ESR) خازن‌ها و مقاومت داخلی سوییچ‌ها را به دنبال دارد. با انتخاب بهینه قطعات قدرت و تقویت مسیرهای جریان، تحمل توان سیستم افزایش یافت.

در نهایت، سیستم ارائه شده یک کوره القایی با توان عملیاتی حدود ۴۸۰ وات است که قادر است دمای هدف را با دقت بسیار بالای ۱.۵ درجه‌ی سانتی گراد کنترل نماید. این نتایج نشان‌دهنده موفقیت در تلفیق طراحی سخت‌افزار قدرت با الگوریتم‌های کنترل هوشمند برای دستیابی به یک سامانه صنعتی دقیق و پایدار است.

### 5-2- نتیجه گیری

#### 1-2-5- نوآوری / دستاوردها

- یاده‌سازی موفق کوره القایی با توان ۴۵۰ وات از طریق تحلیل گام‌به‌گام خطاهای و بهینه‌سازی پارامترهای مدار رزونانسی (Tank)
- استقرار سامانه پایش بی‌درنگ (Real-time) دما با بهره‌گیری از سنسور دقت بالای RTD-PT100 و مبدل تخصصی MAX31865، همراه با نمایشگر دیجیتال جهت تعامل با کاربر.
- ابداع و پیاده‌سازی یک الگوریتم کنترل هیبرید (ترکیب کنترل کننده PD و On/Off) مبتنی بر مدل‌سازی ریاضی در محیط MATLAB/Simulink که منجر به کاهش نوسانات دمایی در ناحیه ماندگار شده‌است.

#### 2-2-5- محدودیتهای تحقیق

از جمله محدودیتهای این تحقیق، منبع تغذیه‌ی ورودی بود. منبع ولتاژی که برای این پروژه انتخاب شد، ۲۴ ولت ۲۰ آمپر بود، به این معنی که حداکثر توان خروجی ۴۸۰ وات را می‌توانست تامین کند. اگرچه این توان برای سیستم ما کفايت می‌کرد ولی برای سیستمهای بزرگتر با توان خروجی بالاتر، تامین این انرژی می‌تواند به چالش بزرگی تبدیل شود. خصوصاً اینکه این محدودیت می‌تواند طراح را مجبور به کاهش بازده کند.

برای تامین توان بالاتر، نیاز به منبع تغذیه‌های قویتر، یا موازی کردن چند منبع تغذیه با ولتاژ یکسان

است. همچنین، در خود مدار، باید در نظر داشت که هر کدام از مسیرهای جریان، چند آمپر را می‌توانند تحمل کنند و حتماً این نکته را در طراحی بورد و انتخاب قطعات لحاظ کرد.

محدودیت دیگری که در طی این پژوهش مشهود بود و در خیلی از تصمیماتی که گرفته شد تاثیر بزرگی داشت، محدودیت قطعاتی مثل سلفها و کویل بود. قطعاتی مثل ترانزیستور و دیود و ... می‌توانند از بیشتر فروشنده‌گان خریداری شوند، اما سلفها و کویل راحت تامین نمی‌شوند و با اینکه همچنان امکان ساخت یک کویل سفارشی با پارامترهای مورد نیاز ما وجود دارد، راحت تر و به صرفه تر است اگر بخش‌های آسان در طراحی سیستم را پیرو این بخشها کنیم. به عنوان مثال، در نمونه‌ی نهایی، کویلی که استفاده شد آلومینیومی بود، در حالی که پیشتر بررسی کرده بودیم کویل مسی مقاومت کمتری دارد، اما به دلیل اینکه تفاوت جنس تاثیر زیادی در عملکرد مدار نداشت و جنس آلومینیومی عملکرد مناسبی داشت، آن را تغییر ندادیم.

### 3-2-5- پیشنهادها برای کارهای آینده

بهینه‌سازی الگوریتم‌های کنترلی: بررسی و پیاده‌سازی کنترل کننده‌های پیشرفته‌تر نظیر PID کامل، کنترل کننده فازی (Fuzzy Logic) یا کنترل پیش‌بین (MPC) جهت حذف کامل خطای حالت ماندگار و بهبود سرعت پاسخ پله.

تغییر استراتژی تحریک (Actuation): در این پژوهش کنترل از طریق قطع و وصل منبع تغذیه انجام شد؛ پیشنهاد می‌شود در کارهای آتی، کنترل توان از طریق تغییر فرکانس (Frequency Sweep) یا تغییر پهنه‌ای پالس (PWM) در سمت مدار قدرت بررسی شود تا کنترل نرم‌تر و استرس مکانیکی کمتری به رله‌ها و منبع تغذیه وارد گردد.

اصلاح ساختار کویل: استفاده از لوله‌های مسی توخالی با سیستم خنک‌کننده آبی (Water Cooling) جهت افزایش راندمان و پایداری حرارتی در زمان‌های کارکرد طولانی‌مدت.

## مراجع

- 
- [1] S. Zinn and S. L. Semiatin, “Elements of Induction Heating,” *ASM International*, 1988.
  - [2] K. J. Åström and R. M. Murray, “Feedback Systems: An Introduction for Scientists and Engineers,” *Princeton University Press*, 2010.
  - [3] S. Lupi, “Induction Heating Process and Applications,” *Springer*, 2017.
  - [4] G. F. Franklin, J. D. Powell, and A. Emami-Naeini, “Feedback Control of Dynamic Systems,” *Pearson*, 2014.
  - [5] E. Shvydkiy, et al., “Induction Heating of Pipelines for Oil and Gas Industry,” *Proceedings of the 2019 IEEE Conference*, 2019.
  - [6] A. Muhlbauer, “History of Induction Heating and Melting,” *Vulkan-Verlag GmbH*, 2008.
  - [7] American Welding Society, “Structural Welding Code – Steel,” *AWS D1.1/D1.1M*.

....

## پیوست‌ها

### پیوست‌الف: کدهای STM32

به دلیل طولانی بودن کدها، مجموعه‌ی کامل فایلهای میکروکنترلر در فایلی به نام sensor4.0.zip در صفحه‌ی GitHub اینجانب به نشانی زیر قرار گرفته‌اند.

<https://github.com/ZahraFtch/Closed-Loop-Induction-Heating-System-Project-Files>

کتابخانه‌ی استفاده شده برای ماژول MAX31865 به صورت GitHub Public در صفحه‌ی GitHub به نشانی زیر قرار دارد

<https://github.com/nimaltd/max31865>

کتابخانه‌ی استفاده شده برای LCD به صورت GitHub Public در صفحه‌ی GitHub به نشانی زیر قرار دارد.

<https://github.com/nimaltd/LCD-Character/tree/master>

## پیوست ب: دیتاشیت قطعات

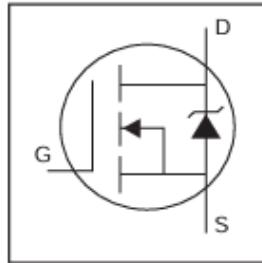
International  
**IR** Rectifier

PD - 94004B

### IRFP260N

HEXFET® Power MOSFET

- Advanced Process Technology
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Fully Avalanche Rated
- Ease of Parallelizing
- Simple Drive Requirements



$V_{DSS} = 200V$   
 $R_{DS(on)} = 0.04\Omega$   
 $I_D = 50A$

#### Description

Fifth Generation HEXFETs from International Rectifier utilize advanced processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEXFET Power MOSFETs are well known for, provides the designer with an extremely efficient and reliable device for use in a wide variety of applications.

The TO-247 package is preferred for commercial-industrial applications where higher power levels preclude the use of TO-220 devices. The TO-247 is similar but superior to the earlier TO-218 package because of its isolated mounting hole.



TO-247AC

#### Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	50	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	35	
$I_{DM}$	Pulsed Drain Current ①	200	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	300	W
	Linear Derating Factor	2.0	W/°C
$V_{GS}$	Gate-to-Source Voltage	±20	V
$E_{AS}$	Single Pulse Avalanche Energy ②	560	mJ
$I_{AR}$	Avalanche Current ①	50	A
$E_{AR}$	Repetitive Avalanche Energy ①	30	mJ
$dv/dt$	Peak Diode Recovery $dv/dt$ ③	10	V/ns
$T_J$ $T_{STG}$	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +175	°C
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case )	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf·in (1.1N·m)	

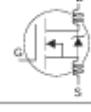
#### Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{JUC}$	Junction-to-Case	---	0.50	°C/W
$R_{PCS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.24	---	
$R_{JUA}$	Junction-to-Ambient	---	40	

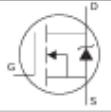
# IRFP260N

International  
I<sup>2</sup>R Rectifier

## Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(\text{BR})\text{DSS}}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	200	---	---	V	$V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu\text{A}$
$\Delta V_{(\text{BR})\text{DSS}/\Delta T_J}$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	---	0.26	---	V/ $^\circ\text{C}$	Reference to $25^\circ\text{C}, I_D = 1\text{mA}$
$R_{\text{DS}(\text{on})}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	---	---	0.04	$\Omega$	$V_{GS} = 10V, I_D = 28\text{A}$ ④
$V_{GS(\text{th})}$	Gate Threshold Voltage	2.0	---	4.0	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\mu\text{A}$
$g_{fs}$	Forward Transconductance	27	---	---	S	$V_{DS} = 50V, I_D = 28\text{A}$ ④
$I_{\text{DS}}$	Drain-to-Source Leakage Current	---	---	25	$\mu\text{A}$	$V_{DS} = 200V, V_{GS} = 0V$
		---	---	250		$V_{DS} = 160V, V_{GS} = 0V, T_J = 150^\circ\text{C}$
$I_{GSS}$	Gate-to-Source Forward Leakage	---	---	100	$\text{nA}$	$V_{GS} = 20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	---	---	-100		$V_{GS} = -20V$
$Q_g$	Total Gate Charge	---	---	234	$\text{nC}$	$I_D = 28\text{A}$
$Q_{gs}$	Gate-to-Source Charge	---	---	38		$V_{DS} = 160V$
$Q_{gd}$	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	---	---	110		$V_{GS} = 10V$ ④
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	---	17	---	$\text{ns}$	$V_{DD} = 100V$
$t_r$	Rise Time	---	60	---		$I_D = 28\text{A}$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	---	55	---		$R_G = 1.8\Omega$
$t_f$	Fall Time	---	48	---		$V_{GS} = 10V$ ④
$L_D$	Internal Drain Inductance	---	5.0	---	$\text{nH}$	Between lead, 6mm (0.25in.) from package and center of die contact
$L_S$	Internal Source Inductance	---	13	---		
$C_{iss}$	Input Capacitance	---	4057	---	$\text{pF}$	$V_{GS} = 0V$
$C_{oss}$	Output Capacitance	---	603	---		$V_{DS} = 25V$
$C_{rss}$	Reverse Transfer Capacitance	---	161	---		$f = 1.0\text{MHz}$

## Source-Drain Ratings and Characteristics

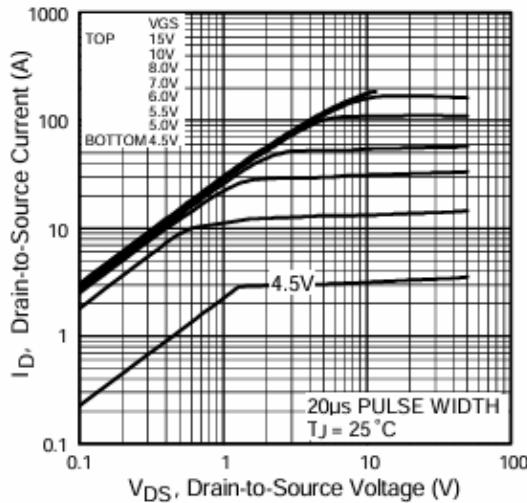
	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$I_S$	Continuous Source Current (Body Diode)	---	---	50	$\text{A}$	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
$I_{SM}$	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	---	---	200		
$V_{SD}$	Diode Forward Voltage	---	---	1.3	V	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_S = 28\text{A}, V_{GS} = 0V$ ④
$t_{rr}$	Reverse Recovery Time	---	268	402	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_F = 28\text{A}$
$Q_{rr}$	Reverse Recovery Charge	---	1.9	2.8	$\mu\text{C}$	$dI/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$ ④
$t_{on}$	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by $L_S + L_D$ )				

### Notes:

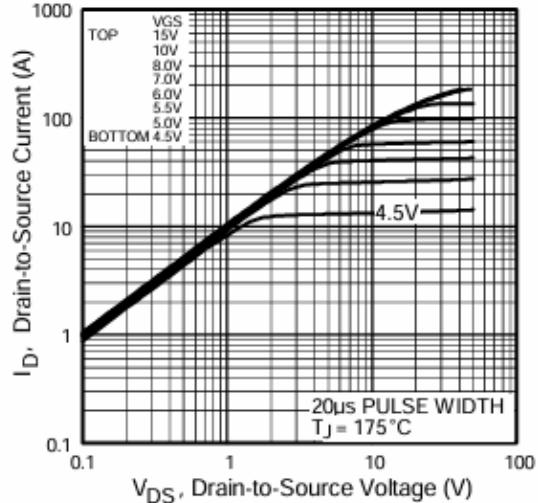
- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature.
- ② Starting  $T_J = 25^\circ\text{C}$ ,  $L = 1.5\text{mH}$   
 $R_G = 25\Omega, I_{AS} = 28\text{A}$ .
- ③  $I_{SD} \leq 28\text{A}, dI/dt \leq 486\text{A}/\mu\text{s}, V_{DD} \leq V_{(\text{BR})\text{DSS}}, T_J \leq 175^\circ\text{C}$
- ④ Pulse width  $\leq 400\mu\text{s}$ ; duty cycle  $\leq 2\%$ .

International  
IR Rectifier

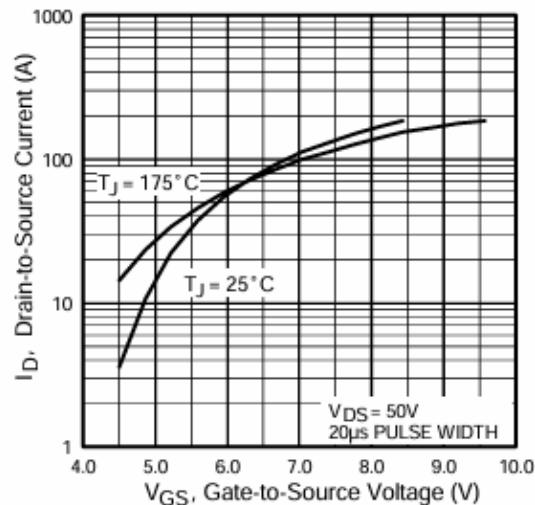
## IRFP260N



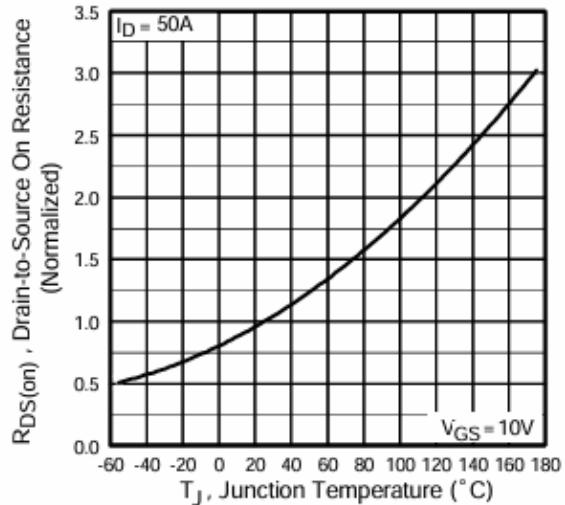
**Fig 1.** Typical Output Characteristics



**Fig 2.** Typical Output Characteristics



**Fig 3.** Typical Transfer Characteristics



**Fig 4.** Normalized On-Resistance  
Vs. Temperature

# IRFP260N

International  
IR Rectifier

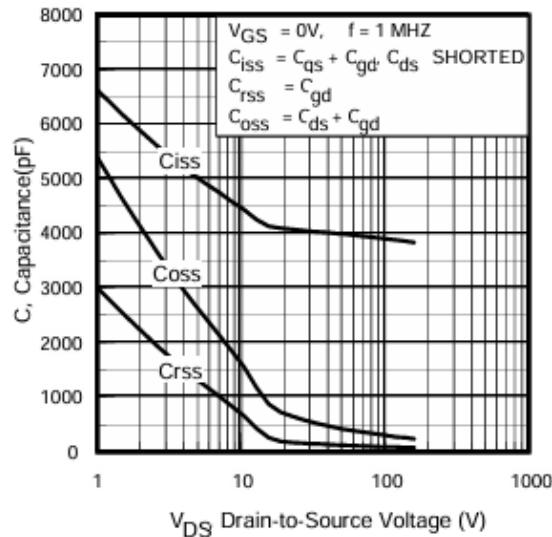


Fig 5. Typical Capacitance Vs.  
Drain-to-Source Voltage

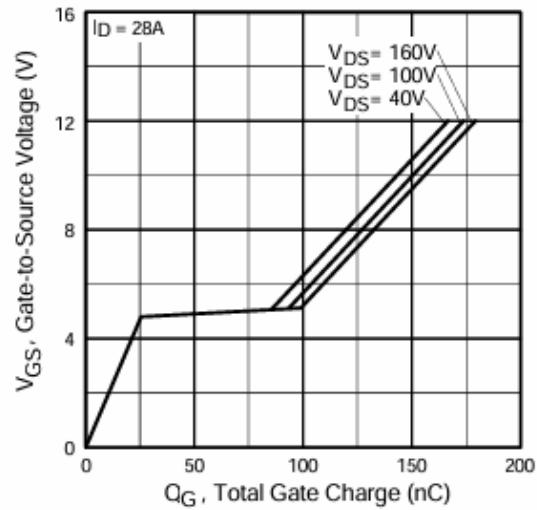


Fig 6. Typical Gate Charge Vs.  
Gate-to-Source Voltage

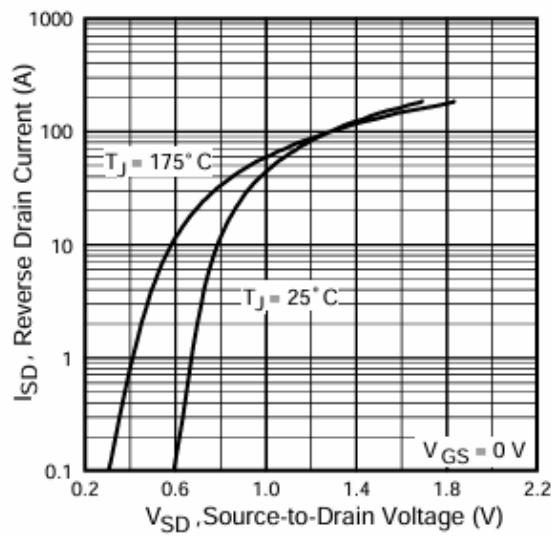


Fig 7. Typical Source-Drain Diode  
Forward Voltage

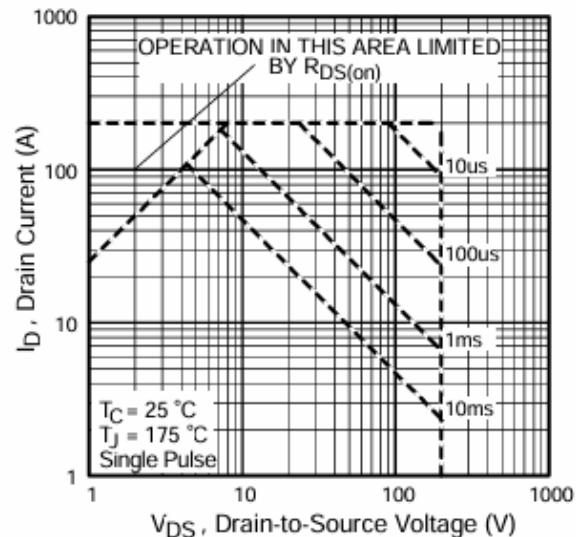
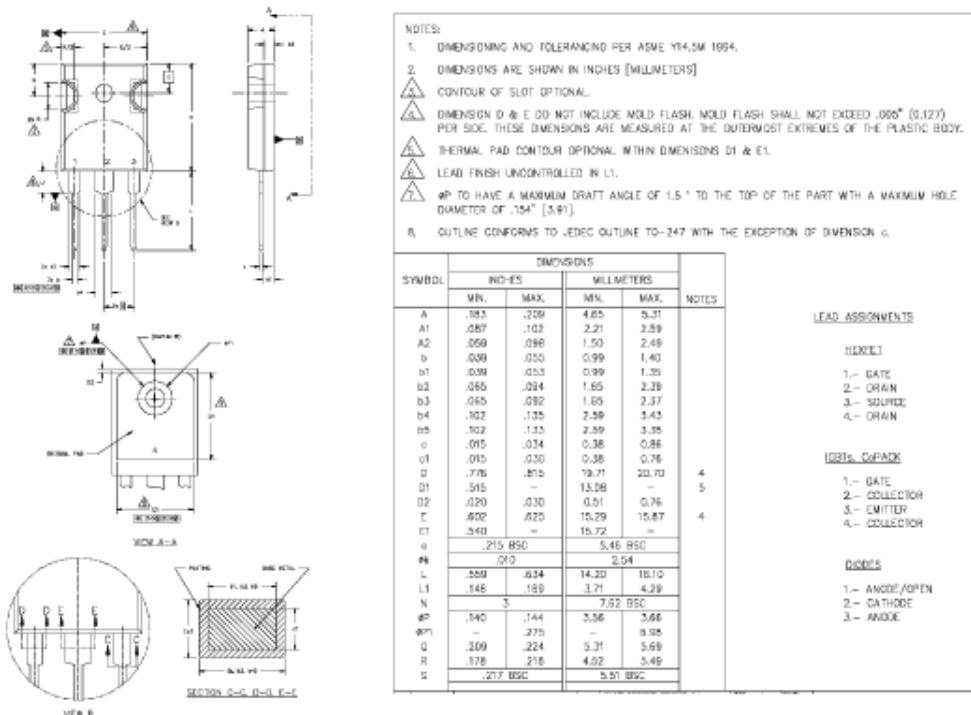


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

# IRFP260N

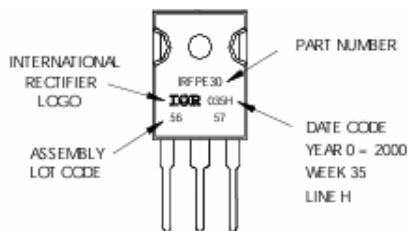
TO-247AC Package Outline Dimensions are shown in millimeters (inches)



## TO-247AC Part Marking Information

EXAMPLE: THIS IS AN IRFPE30  
WITH ASSEMBLY  
LOT CODE 5657  
ASSEMBLED ON WW35, 2000  
IN THE ASSEMBLY LINE "H"

Note: "P" in assembly line  
position indicates "Lead-Free"



Data and specifications subject to change without notice.

This product has been designed and qualified for the Automotive [Q101] market.

Qualification Standards can be found on IR's Web site.

International  
**IR** Rectifier

IR WORLD HEADQUARTERS: 233 Kansas St., El Segundo, California 90245, USA Tel: (310) 252-7105  
TAC Fax: (310) 252-7903

Visit us at [www.irf.com](http://www.irf.com) for sales contact information. 10/04

[www.irf.com](http://www.irf.com)



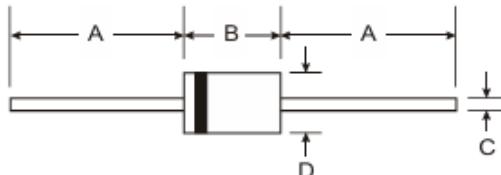
## FR301 - FR307

### 3.0A FAST RECOVERY RECTIFIER

#### Features

- Low Reverse Recovery Time ( $T_{rr}$ )
- Low Reverse Current
- Low Forward Voltage Drop
- High Current Capability
- Plastic Material - UL Recognition 94V-0

NOT RECOMMENDED FOR NEW DESIGNS,  
PLEASE USE PR3001G - PR3007G



#### Mechanical Data

- Case: DO-201AD, Molded Plastic
- Terminals: Axial Leads, Solderable per MIL-STD-202 Method 208
- Polarity: Color Band Denotes Cathode
- Approx. Weight: 1.1 grams
- Mounting Position: Any

DO-201AD		
Dim	Min	Max
A	25.4	—
B	7.2	9.5
C	1.2	1.3
D	4.8	5.3

All Dimensions in mm

#### Maximum Ratings and Electrical Characteristics

Ratings at 25°C ambient temperature unless otherwise specified.

Single phase, half wave, 60Hz, resistive or inductive load.

Characteristic	Symbol	FR 301	FR 302	FR 303	FR 304	FR 305	FR 306	FR 307	Unit
Maximum Recurrent Peak Reverse Voltage	$V_{RRM}$	50	100	200	400	600	800	1000	V
Maximum RMS Voltage	$V_{RMS}$	35	70	140	280	420	560	700	V
Maximum DC Blocking voltage	$V_{DC}$	50	100	200	400	600	800	1000	V
Maximum Average Forward Rectified Current (9.5mm) Lead Length @ $T_A=75^\circ\text{C}$	$I_{(AV)}$	3.0						A	
Peak Forward Surge Current 8.3 ms single half sine-wave superimposed on rated load (JEDEC method)	$I_{FSM}$	150						A	
Maximum Instantaneous Forward Voltage at 3.0A DC	$V_F$	1.3						V	
Maximum DC Reverse Current	$I_R$	10						$\mu\text{A}$	
Maximum Reverse Recovery Time (Note 1)	$T_{rr}$	150		250		500		ns	
Typical Junction Capacitance (Note 2)	$C_J$	70		50		pF			
Operating and Storage Temperature Range	$T_J, T_{STG}$	-65 to +175						°C	

Notes:

1. Reverse Recovery Test Conditions:  $I_F = 0.5 \text{ A}$ ,  $I_R = 1.0 \text{ A}$ ,  $I_{RR} = 0.25 \text{ A}$

2. Measured at 1 MHz and applied reverse voltage of 4.0 volts.

**DIODES**  
INCORPORATED

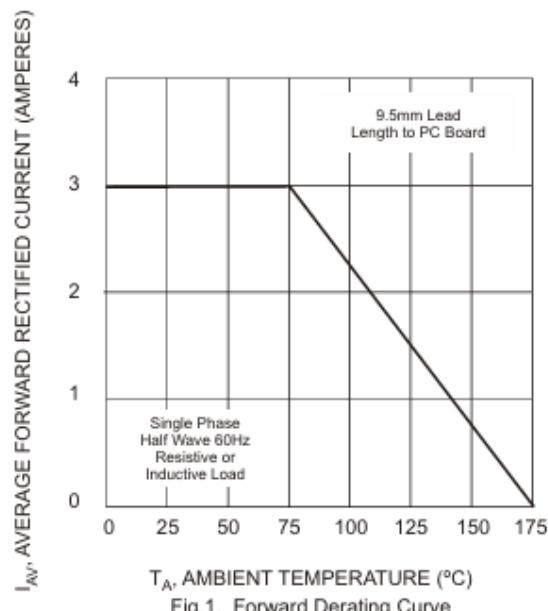


Fig. 1, Forward Derating Curve

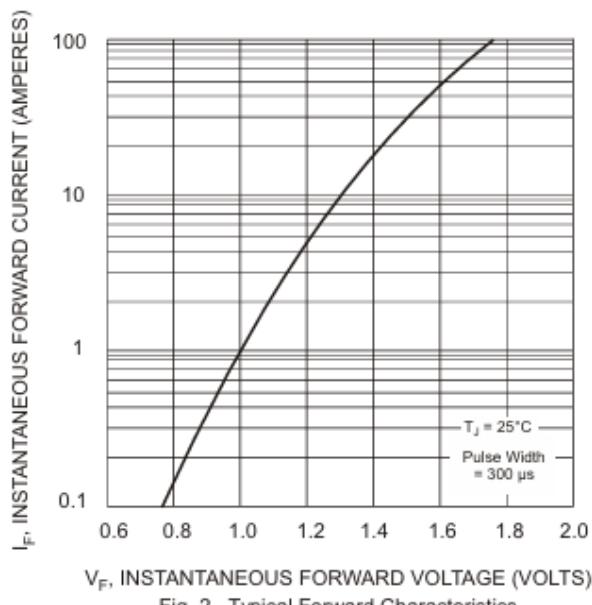


Fig. 2, Typical Forward Characteristics

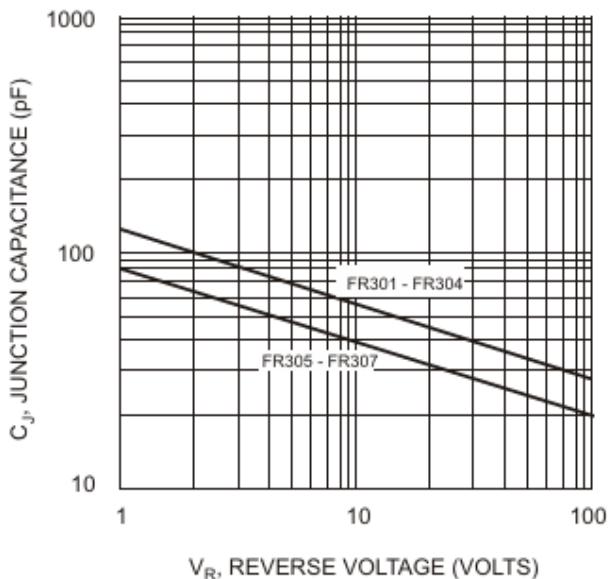


Fig. 3, Typical Junction Capacitance

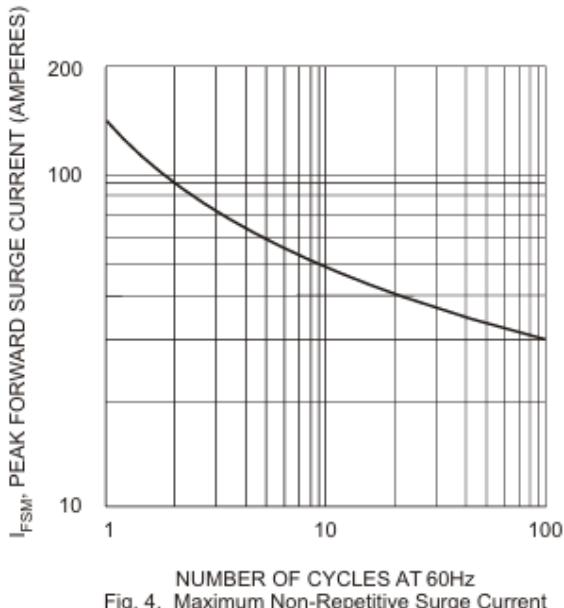


Fig. 4, Maximum Non-Repetitive Surge Current



## MAX31865 MODULE PT100 AND PT1000 RTD PLATINUM RESISTANCE TEMPERATURE

### MAX31865 Module PT100 & PT1000 RTD Platinum Resistance Temperature

#### Description:

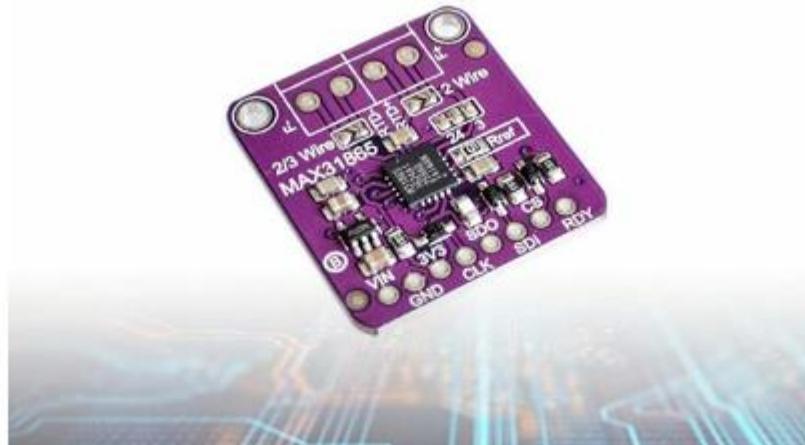
For precision temperature sensing, nothing beats a MAX31865 RTD Platinum Resistance Temperature Detector Module PT100-PT1000. Resistance temperature detectors (RTDs) are temperature sensors that contain a resistor that changes resistance value as its temperature changes, basically a kind of thermistor. In this sensor, the resistor is actually a small strip of Platinum with a resistance of 100 ohms at 0 °C, thus the name PT100.

Compared to most NTC/PTC thermistors, the PT type of RTD is much more stable and precise (but also more expensive) PT100's have been used for many years to measure temperature in laboratory and industrial processes, and have developed a reputation for accuracy (better than thermocouples), repeatability, and stability.

The MAX31865 is an easy-to-use thermistor-to-digital output converter optimized for platinum resistance temperature detectors (RTDs). The external resistor sets the RTD sensitivity, and the high precision Δ-Σ ADC converts the ratio of the RTD resistor to the reference resistor into a digital output. The MAX31865 has overvoltage protection up to ±45V and provides configurable RTD and cable open and short-circuit condition detection.

#### Features:

1. Integration Lowers System Cost, Simplifies Design
2. Reduces Design Cycle Time
3. High Accuracy Facilitates Meeting Error Budgets
4. 15-Bit ADC Resolution; Nominal Temperature
5. Resolution 0.03125°C (Varies Due to RTD Nonlinearity)
6. Total Accuracy Over All Operating Conditions



- ◆ Supporting platinum resistance RTD (PT100 to PT1000) from 100\_ to 1 k\_ (0 °C)
- ◆ Conversion time: 21ms (maximum)
- ◆ Fifteen-bit ADC resolution; nominal temperature resolution is 0.03125 degree C (non-linear change with RTD)
- ◆ Under the whole working conditions, the total accuracy is kept at 0.5 degree C (0.05% full range).
- ◆ SPI compatible interface, compatible with 2-wire, 3-wire and 4-wire sensor connections



## STM32F103x8 STM32F103xB

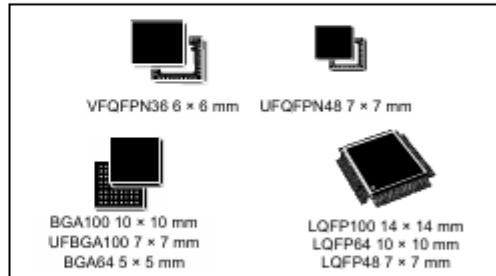
Medium-density performance line Arm®-based 32-bit MCU with 64 or 128 KB Flash, USB, CAN, 7 timers, 2 ADCs, 9 com. interfaces

Datasheet - production data

### Features

Includes ST state-of-the-art patented technology

- Arm® 32-bit Cortex®-M3 CPU core
  - 72 MHz maximum frequency, 1.25 DMIPS/MHz (Dhrystone 2.1) performance at 0 wait state memory access
  - Single-cycle multiplication and hardware division
- Memories
  - 64 or 128 Kbytes of Flash memory
  - 20 Kbytes of SRAM
- Clock, reset and supply management
  - 2.0 to 3.6 V application supply and I/Os
  - POR, PDR, and programmable voltage detector (PVD)
  - 4 to 16 MHz crystal oscillator
  - Internal 8 MHz factory-trimmed RC
  - Internal 40 kHz RC
  - PLL for CPU clock
  - 32 kHz oscillator for RTC with calibration
- Low-power
  - Sleep, Stop and Standby modes
  - $V_{BAT}$  supply for RTC and backup registers
- 2x 12-bit, 1  $\mu$ s A/D converters (up to 16 channels)
  - Conversion range: 0 to 3.6 V
  - Dual-sample and hold capability
  - Temperature sensor
- DMA
  - 7-channel DMA controller
  - Peripherals supported: timers, ADC, SPIs, I<sup>2</sup>Cs and USARTs
- Up to 80 fast I/O ports
  - 26/37/51/80 I/Os, all mappable on 16 external interrupt vectors and almost all 5 V-tolerant



- Debug mode:
  - Serial wire debug (SWD) and JTAG interfaces
- Seven timers
  - Three 16-bit timers, each with up to 4 IC/OC/PWM or pulse counter and quadrature (incremental) encoder input
  - 16-bit, motor control PWM timer with dead-time generation and emergency stop
  - Two watchdog timers (independent and window)
  - SysTick timer 24-bit downcounter
- Up to nine communication interfaces
  - Up to two I<sup>2</sup>C interfaces (SMBus/PMBus®)
  - Up to three USARTs (ISO 7816 interface, LIN, IrDA capability, modem control)
  - Up to two SPIs (18 Mbit/s)
  - CAN interface (2.0B Active)
  - USB 2.0 full-speed interface
- CRC calculation unit, 96-bit unique ID
- Packages are ECOPACK®

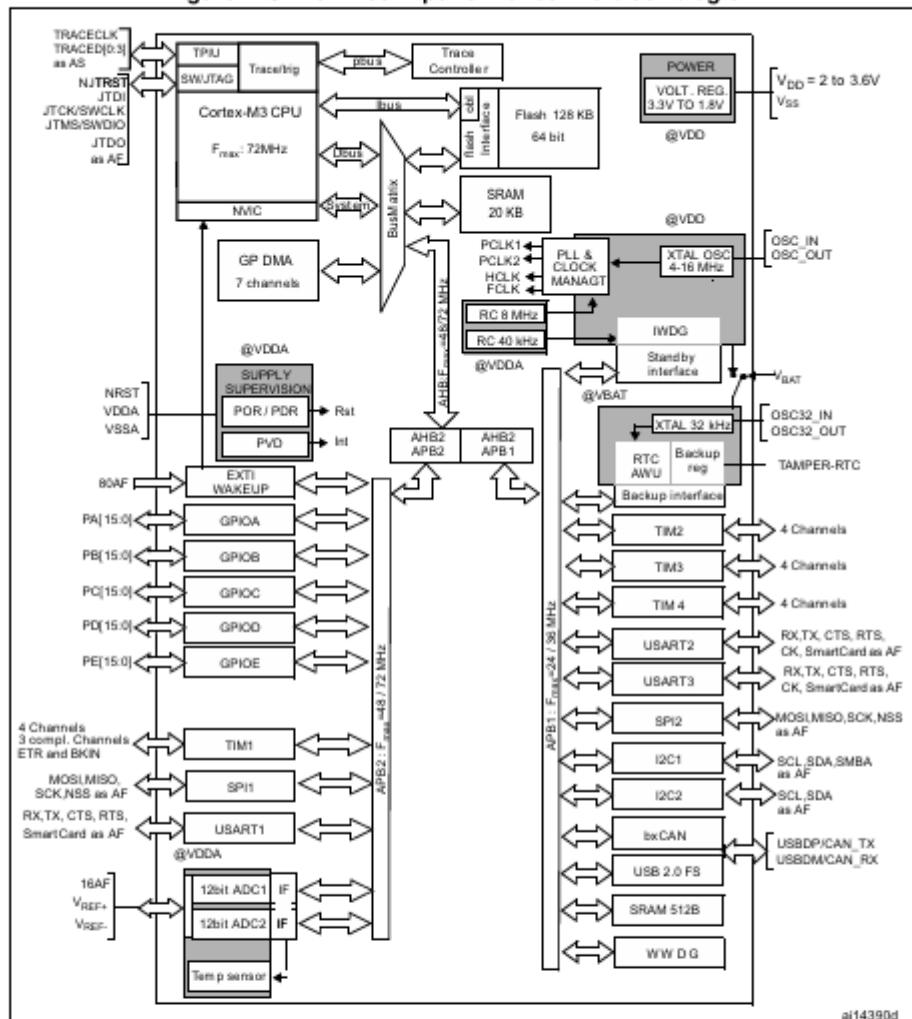
Table 1. Device summary

Reference	Part number
STM32F103x8	STM32F103C8, STM32F103R8 STM32F103V8, STM32F103T8
STM32F103xB	STM32F103RB STM32F103VB, STM32F103CB, STM32F103TB

## STM32F103x8, STM32F103xB

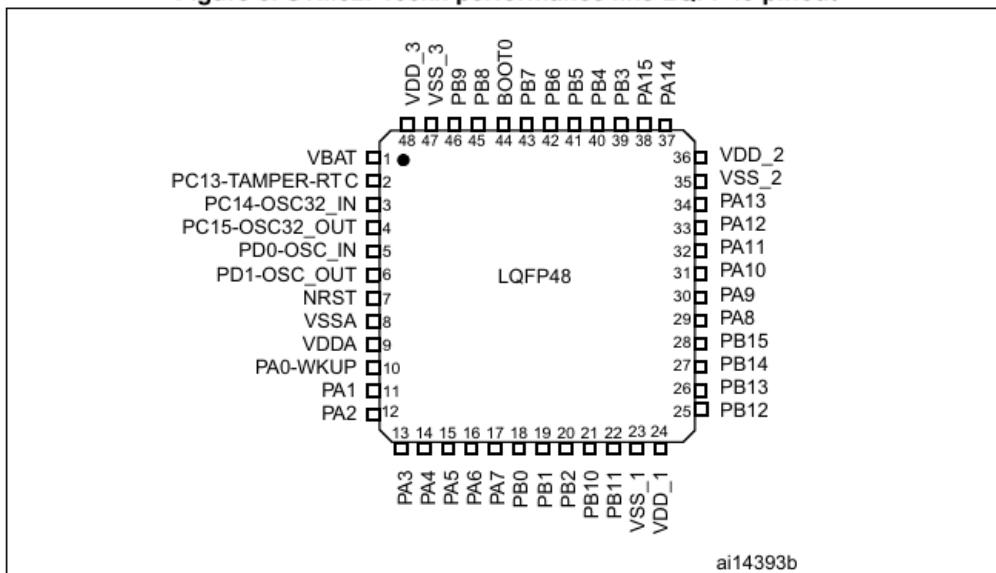
## Description

Figure 1. STM32F103xx performance line block diagram



- $T_A = -40^\circ\text{C}$  to  $+105^\circ\text{C}$  (junction temperature up to  $125^\circ\text{C}$ ).
- AF = alternate function on I/O port pin.

Figure 8. STM32F103xx performance line LQFP48 pinout



ai14393b

#### RATINGS AND PART NUMBER REFERENCE – POLYPROPYLENE DIELECTRIC

Cap ( $\mu$ F) $\pm 5\%$	Rated Voltage (V)	Part Number	Case Code	W $\pm 0.50$ (mm)	H $\pm 0.50$ (mm)	T $\pm 0.50$ (mm)	P $\pm 1.00$ (mm)	d $\pm 0.50$ (mm)	V/ $\mu$ s (Volt/sec)	I Peak (A)	I rms (A)	Packaging Method (Fig 1)		Packaging Method (Fig 2)	
												Qty	Box Dimension (mm)	Qty	Box Dimension (mm)
Vndc = 250V Voltage Code: D															
0.010	250	FMA6D0103 * 02L	A	13.0	11.0	5.0	10.0	0.6	76.0	0.8	1.0	1200	180*170*120	850	360*170*35
0.015	250	FMA6D0153 * 02L	A	13.0	11.0	5.0	10.0	0.6	76.0	1.1	1.2	1200	180*170*120	850	360*170*35
0.022	250	FMA6D0223 * 02L	A	13.0	11.0	5.0	10.0	0.6	76.0	1.7	1.5	1200	180*170*120	850	360*170*35
0.033	250	FMA6D0333 * 02L	A	13.0	11.0	5.0	10.0	0.6	76.0	2.5	1.8	1200	180*170*120	850	360*170*35
0.047	250	FMB6D0473 * 02L	B	13.0	12.0	6.0	10.0	0.6	76.0	3.6	2.1	1000	180*170*120	700	360*170*35
0.068	250	FMB6D0683 * 02L	B	13.0	12.0	6.0	10.0	0.6	76.0	5.2	2.3	1000	180*170*120	700	360*170*35
0.100	250	FMB6D0104 * 02L	B	13.0	12.0	6.0	10.0	0.6	76.0	7.6	2.4	1000	180*170*120	700	360*170*35
0.100	250	FMC6D0104 * 02L	C	18.0	11.0	5.0	15.0	0.6	45.0	4.5	2.4	1000	180*170*120	600	360*170*35
0.150	250	FMD6D0154 * 02L	D	18.0	12.0	6.0	15.0	0.8	45.0	6.8	2.8	800	180*170*120	500	360*170*35
0.220	250	FMF6D0224 * 02L	F	18.0	13.5	7.5	15.0	0.8	45.0	9.9	3.3	600	180*170*120	410	360*170*35
0.330	250	FMF6D0334 * 02L	F	18.0	13.5	7.5	15.0	0.8	45.0	14.9	3.7	600	180*170*120	410	360*170*35
0.470	250	FMG6D0474 * 02L	H	18.0	14.5	8.5	15.0	0.8	45.0	21.2	4.2	500	180*170*120	350	360*170*35
Vndc = 630V Voltage Code: E															
0.010	630	FMA6E0103 * 02L	A	13.0	11.0	5.0	10	0.6	3000	30.0	2.2	1200	180*170*120	850	360*170*35
0.012	630	FMA6E0123 * 02L	A	13.0	11.0	5.0	10	0.6	3000	36.0	2.5	1200	180*170*120	850	360*170*35
0.015	630	FMA6E0153 * 02L	A	13.0	11.0	5.0	10	0.6	3000	45.0	2.8	1200	180*170*120	850	360*170*35
0.018	630	FMA6E0183 * 02L	A	13.0	11.0	5.0	10	0.6	3000	54.0	3.0	1200	180*170*120	850	360*170*35
0.010	630	FMC6E0103 * 02L	C	18.0	11.0	5.0	15	0.8	2500	25.0	2.2	1000	180*170*120	600	360*170*35
0.012	630	FMC6E0123 * 02L	C	18.0	11.0	5.0	15	0.8	2500	30.0	2.5	1000	180*170*120	600	360*170*35
0.015	630	FMC6E0153 * 02L	C	18.0	11.0	5.0	15	0.8	2500	37.5	3.3	1000	180*170*120	600	360*170*35
0.018	630	FMC6E0183 * 02L	C	18.0	11.0	5.0	15	0.8	2500	45.0	3.4	1000	180*170*120	600	360*170*35
0.022	630	FMC6E0223 * 02L	C	18.0	11.0	5.0	15	0.8	2500	55.5	3.7	1000	180*170*120	600	360*170*35
0.027	630	FMD6E0273 * 02L	D	18.0	12.0	6.0	15	0.8	2500	67.5	4.0	800	180*170*120	500	360*170*35
0.030	630	FMD6E0303 * 02L	D	18.0	12.0	6.0	15	0.8	2500	75.0	4.3	800	180*170*120	500	360*170*35
0.033	630	FMD6E0333 * 02L	D	18.0	12.0	6.0	15	0.8	2500	82.5	4.5	800	180*170*120	500	360*170*35
0.039	630	FMF6E0393 * 02L	F	18.0	13.5	7.5	15	0.8	2500	97.5	4.8	600	180*170*120	410	360*170*35
0.047	630	FMF6E0473 * 02L	F	18.0	13.5	7.5	15	0.8	2500	117.5	5.3	600	180*170*120	410	360*170*35
0.051	630	FMF6E0513 * 02L	F	18.0	13.5	7.5	15	0.8	2500	127.5	5.8	600	180*170*120	410	360*170*35
0.056	630	FMF6E0563 * 02L	F	18.0	13.5	7.5	15	0.8	2500	140.0	6.3	600	180*170*120	410	360*170*35
0.068	630	FMG6E0683 * 02L	G	18.0	14.5	8.0	15	0.8	2500	170.0	6.7	500	180*170*120	380	360*170*35
0.082	630	FMH6E0823 * 02L	H	18.0	14.5	8.5	15	0.8	2500	205.0	7.2	500	180*170*120	350	360*170*35
0.100	630	FMJ6E0104 * 02L	J	18.0	16.0	10.0	15	0.8	2500	250.0	7.5	400	180*170*120	300	360*170*35
0.120	630	FML6E0124 * 02L	L	18.0	19.0	11.0	15	0.8	2500	300.0	8.0	300	180*170*120	270	360*170*35

\* Insert K for 10% capacitance tolerance (standard); J (+5%) and M (+20%) tolerances available on request.

Values outside this standard range may be available – please contact KYOCERA AVX for any special requirements.

KYOCERA AVX reserves the right to supply capacitors to a tighter capacitance tolerance or higher voltage rating, in the same case

c12a



## INTRODUCTION

### General Description

#### DC FILTERING

The FF series use a wound metallized polypropylene or polyester dielectric. Dry segmented, wet segmented and wet non segmented metallization solutions have been developed to insure the controlled self healing process. The FF series are able to operate at a very high dielectric strength up to 105°C hot spot temperature. (see specific description) For more informations about the controlled self healing process and its features and advantages, see a complete presentation.

#### AN ALTERNATIVE TO ELECTROLYTICS

FF series capacitors are an ideal alternative to electrolytic capacitors, because they can withstand much higher levels of surge voltage, very high rms currents and offer longer lifetimes (see section on lifetime as well as determination tables and application notes).

#### APPLICATIONS

The FF series capacitors are specifically designed for DC filtering and low reactive power. Main applications are: power supplies, motors, drives, electric utilities, induction heating, people movers, tramways, metro systems, unit supported power supplies, etc.

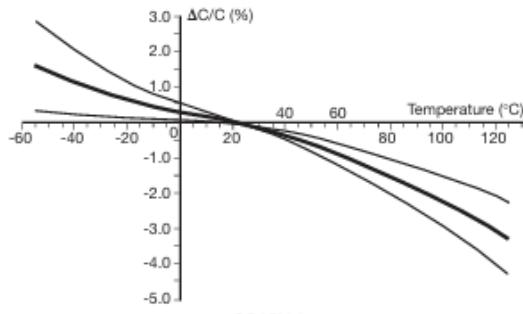
#### STANDARDS

- IEC 61071-1, IEC 61071-2: Power electronic capacitors
- IEC 60068-1: Environmental testing
- IEC 60077: Rules for electric traction equipment
- UL 94: Fire requirements
- NF F 16-101: Fire and smoke requirements
- NF F 16-102: Fire and smoke requirements
- EN 45545-2: Railways applications – Fire protection on railway vehicles  
Part 2: Requirements for fire behavior of materials and components
- IEC 60384-2: Fixed metallized polyester capacitors
- IEC 61881: Railway applications, rolling stock equipment, capacitors for power electronics

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS FOR POLYPROPYLENE AND POLYESTER DIELECTRIC CAPACITANCE FOR POLYPROPYLENE DIELECTRIC

Polypropylene has a constant dielectric constant, irrespective of frequency up to 1 MHz:  $\epsilon_r = 2.2$

#### POLYPROPYLENE DIELECTRIC CAPACITANCE vs TEMPERATURE



GRAPH 1

#### TANGENT OF LOSS ANGLE (TAN δ₀) FOR POLYPROPYLENE DIELECTRIC

Polypropylene has a constant dielectric loss factor of  $2 \times 10^{-4}$  irrespective of temperature and frequency (up to 1 MHz).



The Important Information/Disclaimer is incorporated in the catalog where these specifications came from or available online at [www.kyocera-avx.com/disclaimer](http://www.kyocera-avx.com/disclaimer) by reference and should be reviewed in full before placing any order.

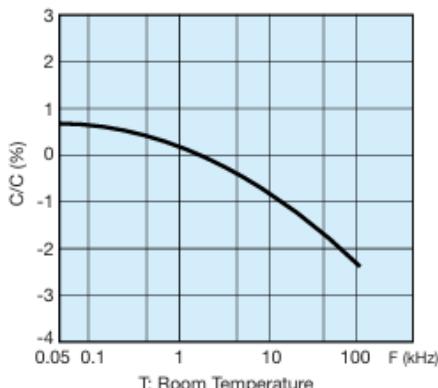
091615

## INTRODUCTION

### General Description

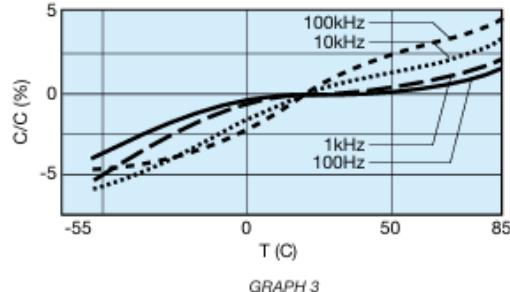
#### CAPACITANCE FOR POLYESTER DIELECTRIC

Capacitance of polyester capacitors is a function of temperature and frequency (see the curves).



T: Room Temperature

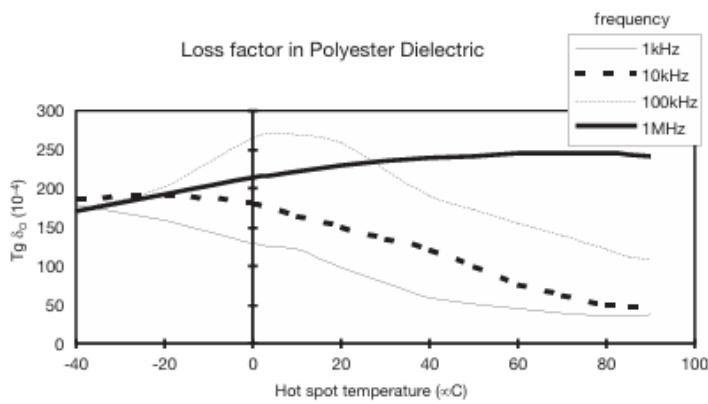
GRAPH 2



GRAPH 3

#### TANGENT OF LOSS ANGLE ( $\tan \delta_0$ ) FOR POLYESTER DIELECTRIC

Dielectric loss factor of polyester is a function of temperature and frequency (see the curves).



GRAPH 4

#### HOT SPOT TEMPERATURE

The maximum operating (hot spot) temperature of film capacitors can be calculated in the following manner:

The loss factor of the capacitor is made up of the sum of two components. The first represents electrical losses in the dielectric and the second component represents the Joule heating effect in the external connection and foils ( $R_s$ ,  $I_{ms}$ ,  $f$ ).

For all applications, the temperature in the hot spot must be lower than the maximum operating temperature for the particular capacitor series.

$$\theta_{\text{hot spot}} = \theta_{\text{ambient}} + [\tan \delta_0 \cdot Q + R_s \cdot (I_{ms})^2] \cdot R_h$$

With:

$Q$ : Reactive power in Var  
 $R_s$  in Ohm  
 $I_{ms}$  in Ampere  
 $R_h$ :  $R_h$  ambient / hot spot in °C/W  
 $\tan \delta_0 (10^{-4})$  is the tangent of loss angle [see  $\tan \delta_0$  page 2 (polypropylene) and graph 4 above (polyester)]

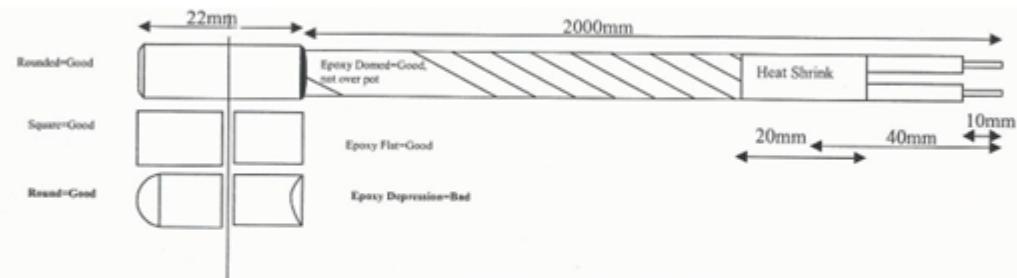
# Platinum Sensors

## Production Specification Sheet

### Product Type: Standard Cable RTD Sensor

**Note: Standard assembly procedures for RTD sensors (ref: PSL/SAP/003) should be followed unless otherwise stated below**

Our part number	P0101438
Customer	Elfa
Customer's part number	76-690-62
General sensor style	Pt 100 cable sensor
Number of elements	One
Element type	Thin Film Pt 100 to DIN EN 60751
Element tolerance class	B (F0.3)
Wiring configuration	2 wire
Cable type	Twisted pair 7/0.2mm (0.22mm <sup>2</sup> ) (Ag plated Cu) PTFE insulated
Cable length	2000mm
Termination style	Standard stripped and solder dipped
Element housing	316 St. Steel (22mm long x 3 mm +/- 0.13mm) closed end tube
Operating Temperature	-50 to + 260 °C
Packaging	Bags of 25 pieces as standard
Special instructions	Use Elfa standard labels



## پیوست ب: جدول داده‌ها

خروجی‌های سیستم برای ورودی پالس یک دقیقه:

0:00:00	27.46	30.68	25.19	37.7	0:03:15	36.92	37.63	32.27	44.9
0:00:05	27.46	30.71	25.19	37.6	0:03:20	36.95	37.63	32.3	45.01
0:00:10	27.46	30.75	25.16	37.56	0:03:25	36.92	37.66	32.3	45.11
0:00:15	27.43	30.71	25.19	37.46	0:03:30	36.92	37.66	32.3	45.18
0:00:20	27.46	30.64	25.16	37.43	0:03:35	36.88	37.73	32.24	45.28
0:00:25	27.43	30.61	25.23	37.36	0:03:40	36.85	37.66	32.3	45.35
0:00:30	27.43	30.58	25.19	37.29	0:03:45	36.85	37.63	32.24	45.42
0:00:35	27.43	30.64	25.16	37.22	0:03:50	36.82	37.63	32.24	45.45
0:00:40	27.43	30.68	25.13	37.19	0:03:55	36.78	37.53	32.17	45.45
0:00:45	27.43	30.51	25.06	37.12	0:04:00	36.75	37.6	32.17	45.48
0:00:50	27.46	30.44	25.26	37.05	0:04:05	36.68	37.46	32.1	45.45
0:00:55	27.32	30.37	25.13	36.99	0:04:10	36.65	37.46	32.07	45.48
0:01:00	27.39	30.54	25.19	36.88	0:04:15	36.65	37.36	32.07	45.45
0:01:05	27.26	30.41	25.19	37.05	0:04:20	36.54	37.36	32.03	45.48
0:01:10	27.22	30.03	24.96	37.12	0:04:25	36.54	37.29	31.97	45.38
0:01:15	27.16	30	25.13	37.29	0:04:30	36.54	37.26	31.9	45.42
0:01:20	27.13	29.8	25.73	37.43	0:04:35	36.54	37.16	31.9	45.45
0:01:25	27.1	30.44	26.75	37.73	0:04:40	36.54	37.09	31.83	45.35
0:01:30	28.92	31.42	27.66	38.04	0:04:45	36.58	37.02	31.76	45.35
0:01:35	30	32.34	28.85	38.62	0:04:50	36.58	36.95	31.76	45.31
0:01:40	31.02	33.12	30.34	39.23	0:04:55	36.54	36.88	31.69	45.18
0:01:45	31.86	33.9	30.85	39.33	0:05:00	36.48	36.92	31.63	45.18
0:01:50	32.61	34.58	31.08	40.18	0:05:05	36.41	36.78	31.56	45.08
0:01:55	33.29	34.95	31.19	40.89	0:05:10	36.37	36.65	31.49	45.01
0:02:00	34.1	35.39	31.36	41.3	0:05:15	36.27	36.61	31.52	45.01
0:02:05	34.61	35.63	31.49	41.67	0:05:20	36.17	36.61	31.42	44.87
0:02:10	35.19	35.9	31.59	41.98	0:05:25	36.1	36.51	31.39	44.8
0:02:15	35.56	36.1	31.66	42.35	0:05:30	36	36.44	31.32	44.73
0:02:20	35.8	36.34	31.8	42.59	0:05:35	35.97	36.31	31.25	44.67
0:02:25	36.04	36.54	31.93	42.93	0:05:40	35.87	36.31	31.22	44.56
0:02:30	36.21	36.75	31.97	43.17	0:05:45	35.83	36.17	31.15	44.5
0:02:35	36.37	36.95	32.03	43.48	0:05:50	35.76	36.14	31.19	44.43
0:02:40	36.51	37.09	32.1	43.68	0:05:55	35.66	36.07	31.08	44.33
0:02:45	36.54	37.22	32.17	43.92	0:06:00	35.63	36	31.05	44.22
0:02:50	36.71	37.33	32.17	44.12	0:06:05	35.53	36	31.02	44.12
0:02:55	36.78	37.46	32.24	44.36	0:06:10	35.46	35.83	30.91	44.05
0:03:00	36.85	37.5	32.27	44.5	0:06:15	35.42	35.83	30.88	43.99
0:03:05	36.92	37.63	32.3	44.63	0:06:20	35.36	35.76	30.81	43.85
0:03:10	36.95	37.56	32.3	44.8	0:06:25	35.29	35.66	30.81	43.78

0:06:30	35.19	35.59	30.71	43.68
0:06:35	35.15	35.49	30.71	43.54
0:06:40	35.05	35.49	30.68	43.51
0:06:45	35.02	35.36	30.64	43.41
0:06:50	34.88	35.36	30.54	43.31
0:06:55	34.85	35.29	30.51	43.17
0:07:00	34.81	35.22	30.47	43.07
0:07:05	34.78	35.19	30.44	43
0:07:10	34.68	35.09	30.37	42.9
0:07:15	34.61	35.05	30.34	42.83
0:07:20	34.51	34.92	30.27	42.73
0:07:25	34.47	34.88	30.24	42.66
0:07:30	34.41	34.81	30.2	42.52
0:07:35	34.37	34.71	30.17	42.42
0:07:40	34.31	34.75	30.1	42.32
0:07:45	34.24	34.64	30.07	42.22
0:07:50	34.17	34.64	30.03	42.12
0:07:55	34.07	34.54	30	42.05
0:08:00	34	34.44	29.93	41.98
0:08:05	34	34.41	29.9	41.84
0:08:10	33.93	34.41	29.83	41.81
0:08:15	33.86	34.34	29.83	41.67
0:08:20	33.8	34.27	29.8	41.57
0:08:25	33.73	34.2	29.73	41.5
0:08:30	33.66	34.14	29.7	41.33
0:08:35	33.63	34.1	29.63	41.3
0:08:40	33.56	34	29.66	41.2
0:08:45	33.49	33.97	29.59	41.13
0:08:50	33.46	33.93	29.53	41.03
0:08:55	33.46	33.9	29.49	40.89
0:09:00	33.32	33.83	29.46	40.82
0:09:05	33.25	33.76	29.42	40.76
0:09:10	33.25	33.73	29.39	40.62
0:09:15	33.19	33.63	29.32	40.52
0:09:20		33.59	29.32	40.45
0:09:25		33.59	29.25	40.42
0:09:30		33.49	29.25	40.31
0:09:35		33.49	29.19	40.18
0:09:40		33.39	29.19	40.14
0:09:45		33.36	29.12	40.01
0:09:50		33.36	29.09	39.94
0:09:55		33.29	29.09	39.84
0:10:00		33.22	29.05	39.77

## خروجی‌های سیستم برای پالس دو دقیقه:

0:00:00	24.72	30.17	0:03:15	40.89	44.7	0:06:30	39.36	41.61
0:00:05	24.65	30.1	0:03:20	41.16	44.7	0:06:35	39.29	41.5
0:00:10	24.65	30.14	0:03:25	41.37	44.8	0:06:40	39.16	41.44
0:00:15	24.72	30.07	0:03:30	41.5	44.8	0:06:45	39.06	41.37
0:00:20	24.72	30.1	0:03:35	41.67	44.84	0:06:50	38.99	41.2
0:00:25	24.69	30	0:03:40	41.74	44.84	0:06:55	38.85	41.1
0:00:30	24.72	29.97	0:03:45	41.81	44.73	0:07:00	38.79	41.03
0:00:35	24.65	29.97	0:03:50	41.88	44.77	0:07:05	38.72	40.89
0:00:40	24.72	29.9	0:03:55	41.88	44.73	0:07:10	38.62	40.82
0:00:45	24.75	29.97	0:04:00	41.91	44.67	0:07:15	38.48	40.72
0:00:50	24.75	29.86	0:04:05	41.81	44.6	0:07:20	38.38	40.62
0:00:55	24.72	29.86	0:04:10	41.81	44.56	0:07:25	38.28	40.55
0:01:00	24.75	29.83	0:04:15	41.81	44.5	0:07:30	38.21	40.45
0:01:05	24.69	29.93	0:04:20	41.71	44.43	0:07:35	38.14	40.35
0:01:10	24.82	30.07	0:04:25	41.67	44.29	0:07:40	38	40.28
0:01:15	24.65	30.61	0:04:30	41.61	44.22	0:07:45	37.9	40.18
0:01:20	24.75	31.29	0:04:35	41.57	44.09	0:07:50	37.83	40.01
0:01:25	24.09	32.54	0:04:40	41.47	44.02	0:07:55	37.77	39.97
0:01:30	25.87	33.12	0:04:45	41.4	43.92	0:08:00	37.63	39.91
0:01:35	26.75	34	0:04:50	41.3	43.85	0:08:05	37.6	39.8
0:01:40	27.9	34.95	0:04:55	41.2	43.71	0:08:10	37.5	39.67
0:01:45	29.15	35.56	0:05:00	41.13	43.65	0:08:15	37.39	39.6
0:01:50	30.03	35.73	0:05:05	41.06	43.48	0:08:20	37.33	39.5
0:01:55	30.64	36.61	0:05:10	40.93	43.34	0:08:25	37.22	39.43
0:02:00	31.19	37.26	0:05:15	40.86	43.27	0:08:30	37.19	39.36
0:02:05	32.27	38.04	0:05:20	40.76	43.17	0:08:35	37.09	39.29
0:02:10	32.95	39.16	0:05:25	40.65	43.03	0:08:40	36.95	39.19
0:02:15	33.93	40.76	0:05:30	40.55	42.93	0:08:45	36.95	39.13
0:02:20	35.15	40.76	0:05:35	40.48	42.83	0:08:50	36.82	39.02
0:02:25	36.41	41.33	0:05:40	40.35	42.73	0:08:55	36.71	38.96
0:02:30	36.92	42.42	0:05:45	40.25	42.59	0:09:00	36.65	38.82
0:02:35	37.5	42.52	0:05:50	40.14	42.49	0:09:05	36.58	38.75
0:02:40	38.41	42.66	0:05:55	40.04	42.39	0:09:10	36.48	38.62
0:02:45	38.92	43.54	0:06:00	39.94	42.29	0:09:15	36.41	38.58
0:02:50	38.96	44.02	0:06:05	39.91	42.15	0:09:20	36.34	38.51
0:02:55	39.26	44.22	0:06:10	39.77	42.08	0:09:25	36.31	38.45
0:03:00	39.7	44.36	0:06:15	39.67	41.95	0:09:30	36.24	38.38
0:03:05	40.11	44.46	0:06:20	39.57	41.81	0:09:35	36.1	38.28
0:03:10	40.55	44.6	0:06:25	39.46	41.74	0:09:40	36.07	38.21

0:09:45	35.93	38.11	0:13:00	35.7
0:09:50	35.9	38.04	0:13:05	35.56
0:09:55	35.83	37.97	0:13:10	35.56
0:10:00	35.73	37.9	0:13:15	35.49
0:10:05	35.66	37.8	0:13:20	35.42
0:10:10	35.56	37.73	0:13:25	35.39
0:10:15	35.56	37.66	0:13:30	35.36
0:10:20	35.49	37.56	0:13:35	35.32
0:10:25	35.39	37.53	0:13:40	35.25
0:10:30	35.29	37.46	0:13:45	35.19
0:10:35	35.29	37.33	0:13:50	35.15
0:10:40	35.19	37.29	0:13:55	35.05
0:10:45	35.15	37.26	0:14:00	35.05
0:10:50	35.09	37.16	0:14:05	35.02
0:10:55	35.05	37.12	0:14:10	34.95
0:11:00	34.95	37.02	0:14:15	34.92
0:11:05	34.85	36.99	0:14:20	34.85
0:11:10	34.81	36.92	0:14:25	34.81
0:11:15	34.78	36.85	0:14:30	34.75
0:11:20	34.68	36.75	0:14:35	34.71
0:11:25	34.64	36.71	0:14:40	34.64
0:11:30	34.54	36.61	0:14:45	34.54
0:11:35	34.51	36.58	0:14:50	34.51
0:11:40	34.47	36.51	0:14:55	34.51
0:11:45	34.41	36.51		
0:11:50	34.31	36.41		
0:11:55	34.27	36.34		
0:12:00	34.24	36.27		
0:12:05	34.17	36.27		
0:12:10	34.14	36.14		
0:12:15	34.07	36.1		
0:12:20	34.03	36.1		
0:12:25	33.97	36		
0:12:30	33.9	35.97		
0:12:35	33.83	35.87		
0:12:40		35.83		
0:12:45		35.8		
0:12:50		35.76		
0:12:55		35.7		

## خروجی سیستم کنترل شده (ورودی 35 درجه)

0:00:00	24.79	24.25	0:03:25	33.59	31.39	0:06:50	34.2	34.31
0:00:05	24.82	24.21	0:03:30	34.17	31.73	0:06:55	34.68	34.27
0:00:10	24.82	24.21	0:03:35	34.41	32.03	0:07:00	34.58	34.2
0:00:15	24.82	24.28	0:03:40	34.54	32.37	0:07:05	34.37	34.37
0:00:20	24.82	24.21	0:03:45	34.68	33.08	0:07:10	34.68	34.78
0:00:25	24.82	24.21	0:03:50	35.19	33.12	0:07:15	34.92	34.78
0:00:30	24.79	24.18	0:03:55	35.42	33.63	0:07:20	34.75	34.58
0:00:35	24.82	24.21	0:04:00	35.42	33.36	0:07:25	34.54	35.19
0:00:40	24.82	24.25	0:04:05	35.42	33.86	0:07:30	34.44	35.25
0:00:45	24.79	24.18	0:04:10	35.36	33.76	0:07:35	34.85	35.02
0:00:50	24.82	24.31	0:04:15	35.29	34.44	0:07:40	34.88	34.88
0:00:55	24.75	24.21	0:04:20	35.25	34.24	0:07:45	34.75	34.68
0:01:00	24.79	24.21	0:04:25	35.22	34.1	0:07:50	34.58	34.64
0:01:05	24.75	24.18	0:04:30	35.25	34.47	0:07:55	34.54	35.19
0:01:10	24.65	24.21	0:04:35	35.22	34.58	0:08:00	34.81	35.25
0:01:15	24.62	24.18	0:04:40	35.19	34.51	0:08:05	34.78	34.95
0:01:20	24.48	24.14	0:04:45	35.19	34.51	0:08:10	34.64	35.49
0:01:25	24.41	24.08	0:04:50	35.15	34.54	0:08:15	34.75	35.63
0:01:30	24.25	24.11	0:04:55	35.09	34.95	0:08:20	35.15	35.49
0:01:35	24.11	24.25	0:05:00	35.05	34.88	0:08:25	35.09	35.36
0:01:40	24.31	24.08	0:05:05	35.05	34.81	0:08:30	34.95	35.29
0:01:45	24.14	24.11	0:05:10	34.95	34.85	0:08:35	34.81	35.25
0:01:50	24.41	24.14	0:05:15	34.81	35.39	0:08:40	34.75	35.15
0:01:55	24.48	24.21	0:05:20	34.78	35.42	0:08:45	34.64	35.12
0:02:00	24.72	24.31	0:05:25	34.68	35.36	0:08:50	34.64	35.12
0:02:05	25.19	24.35	0:05:30	34.68	35.22	0:08:55	34.58	35.12
0:02:10	25.6	24.65	0:05:35	34.51	35.12	0:09:00	34.54	35.09
0:02:15	25.94	24.75	0:05:40	34.44	35.05	0:09:05	35.32	35.02
0:02:20	26.34	25.02	0:05:45	34.37	35.02	0:09:10	35.53	34.95
0:02:25	27.05	25.26	0:05:50	34.27	34.98	0:09:15	35.49	34.88
0:02:30	27.63	25.9	0:05:55	34.2	34.92	0:09:20	35.39	34.92
0:02:35	28.27	26.92	0:06:00	34.1	34.85	0:09:25	35.25	34.85
0:02:40	28.95	27.39	0:06:05	34	34.85	0:09:30	35.15	34.75
0:02:45	29.39	28.24	0:06:10	33.86	34.75	0:09:35	35.05	34.68
0:02:50	30.17	29.83	0:06:15	33.9	34.68	0:09:40	34.98	34.61
0:02:55	30.68	30.27	0:06:20	33.8	34.64	0:09:45	34.88	34.61
0:03:00	31.56	30.71	0:06:25	34.2	34.58	0:09:50	34.92	34.47
0:03:05	32.24	30.44	0:06:30	34.34	34.54	0:09:55	34.78	34.41
0:03:10	33.08	30.34	0:06:35	34.14	34.47	0:10:00	34.75	34.58
0:03:15	33.36	31.08	0:06:40	34.37	34.37	0:10:05	34.68	35.36
0:03:20	33.52	31.39	0:06:45	34.34	34.37	0:10:10	34.64	35.22

0:10:15	34.68	34.98	0:13:40	34.61	35.25	0:17:05	34.75	35.02
0:10:20	34.81	34.71	0:13:45	34.85	35.15	0:17:10	34.68	34.92
0:10:25	34.64	34.92	0:13:50	35.09	35.12	0:17:15	34.71	34.71
0:10:30	34.78	35.29	0:13:55	35.05	35.12	0:17:20	34.61	35.05
0:10:35	35.19	35.19	0:14:00	34.92	35.02	0:17:25	34.92	35.02
0:10:40	35.15	35.05	0:14:05	34.78	35.02	0:17:30	34.88	34.95
0:10:45	34.92	35.25	0:14:10	34.71	34.98	0:17:35	34.75	34.88
0:10:50	34.75	35.63	0:14:15	34.61	34.95	0:17:40	34.64	35.15
0:10:55	34.64	35.49	0:14:20	34.58	34.95	0:17:45	34.88	35.29
0:11:00	34.54	35.63	0:14:25	34.51	34.88	0:17:50	34.92	35.15
0:11:05	34.47	36.24	0:14:30	34.44	34.81	0:17:55	34.81	35.09
0:11:10	34.44	36.1	0:14:35	34.41	34.85	0:18:00	34.75	34.95
0:11:15	34.41	36	0:14:40	34.34	35.29	0:18:05	34.68	34.92
0:11:20	34.37	35.73	0:14:45	34.31	35.39	0:18:10	34.64	34.88
0:11:25	34.27	35.7	0:14:50	34.24	35.25	0:18:15	34.92	34.81
0:11:30	34.24	35.63	0:14:55	34.31	35.09	0:18:20	34.85	34.78
0:11:35	34.37	35.53	0:15:00	34.44	35.09	0:18:25	34.68	34.88
0:11:40	34.92	35.53	0:15:05	34.44	35.49	0:18:30	34.58	34.92
0:11:45	34.81	35.49	0:15:10	34.78	35.36	0:18:35	34.64	34.85
0:11:50	34.64	35.46	0:15:15	34.85	35.93	0:18:40	34.71	34.81
0:11:55	34.41	35.39	0:15:20	34.71	35.97	0:18:45	35.29	34.71
0:12:00	34.95	35.36	0:15:25	34.58	35.76	0:18:50	36.31	35.05
0:12:05	35.02	35.29	0:15:30	34.54	35.59	0:18:55	35.9	35.29
0:12:10	34.88	35.25	0:15:35	34.92	35.49	0:19:00	35.46	35.25
0:12:15	34.68	35.22	0:15:40	34.81	35.39	0:19:05	35.15	35.12
0:12:20	34.61	35.12	0:15:45	34.64	35.32	0:19:10	35.02	34.95
0:12:25	35.02	35.09	0:15:50	34.58	35.29	0:19:15	34.92	34.88
0:12:30	35.02	34.98	0:15:55	34.98	35.22	0:19:20	34.92	35.12
0:12:35	34.81	34.95	0:16:00	35.02	35.22	0:19:25	34.92	35.22
0:12:40	34.68	34.85	0:16:05	34.88	35.15	0:19:30	34.92	35.02
0:12:45	34.51	34.81	0:16:10	34.71	35.15	0:19:35	34.92	34.88
0:12:50	34.51	34.78	0:16:15	34.61	35.15	0:19:40	34.92	34.81
0:12:55	34.41	34.64	0:16:20	34.85	35.05	0:19:45	34.85	34.81
0:13:00	34.41	34.95	0:16:25	35.02	34.98	0:19:50	34.85	35.12
0:13:05	34.61	35.25	0:16:30	34.95	34.92	0:19:55	34.81	35.02
0:13:10	34.68	35.09	0:16:35	34.81	34.88	0:20:00	34.75	34.81
0:13:15	34.64	34.85	0:16:40	34.71	34.78			
0:13:20	34.61	34.78	0:16:45	34.68	34.75			
0:13:25	34.54	34.64	0:16:50	34.98	34.68			
0:13:30	34.81	35.09	0:16:55	34.95	34.68			
0:13:35	34.71	35.29	0:17:00	34.88	34.64			

## **Abstract:**

This research presents the design and development of a laboratory prototype of an induction heating system for the preparation of transmission pipelines in the oil and gas industry. The primary focus of this project is the implementation of Induction Pre-heating technology, which is a critical stage in the welding and joining processes of thick-walled steel pipes. In the developed system, an alternating magnetic field is utilized to generate uniform and rapid heat within the pipe body; this method serves as an optimized alternative to traditional flame-based techniques, which often suffer from low precision and high energy dissipation. To evaluate the thermal performance and the system's ability to stabilize temperature, a controlled water flow was employed as a thermal load. The experimental results confirm that the designed induction system is capable of reaching the required temperature range for welding operations with high precision and stability.

## **Keywords:**

Induction Heating, Pre-heating, Pipeline Welding, STM32 Microcontroller, Thermal Control, Eddy Currents



University of Tehran



College of Engineering

School of Electrical and Computer Engineering

## **Induction Heater with a Closed-Loop Control System**

A thesis submitted to the Undergraduate Studies Office

In partial fulfillment of the requirements for

The degree of Electrical Engineering in

Control systems

**By:**

**Zahra Fatoorechi**

**Supervisor:**

**Dr. Khalaj Monfared**