

نوع سند: گزارش فنی	شماره سند: IE1402FP	شماره گروه: ۲
	نام اعضای گروه: ۱) محمد قصری ۲) امیرمهدی حبیبی ۳) عرفان حسینی ۴) محمد تقی زاده ۵) محمدرضا طالبی ۶) امین رجو ۷) عرفان امیدی	<input type="checkbox"/> پروژه طراحی مبدل باک <input type="checkbox"/> پروژه طراحی مبدل بوسٹ <input checked="" type="checkbox"/> پروژه طراحی مبدل باک-بوست
دانشکده فنی دانشگاه تهران	قطعه: کارشناسی	تاریخ تحويل سند: ۱۴۰۲/۰۴/۲۰
عنوان سند:	گزارش پایانی طراحی مبدل باک-بوست	نام درس:
کلمات کلیدی:	الکترونیک صنعتی - بهار ۱۴۰۲ (مدرس: کوروش خلچ منفرد)	

سرفصل مطالب گزارش فنی

۱	داده‌های ورودی مسئله
۲	بخش ۱- طراحی و انتخاب اجزا قدرت
۲	طراحی و انتخاب سلف
۵	طراحی و انتخاب خازن خروجی
۶	طراحی و انتخاب کلید ماسفت
۷	طراحی و انتخاب دیود
۹	انتخاب گرمائیگر
۱۰	بخش ۲- طراحی گیت درایو و مدار فیدبک
۱۰	طراحی مدار فیدبک
۲۱	طراحی گیت درایو
۳۰	بخش ۳- شبیه‌سازی
۳۲	بخش ۴- کدنویسی کنترل کننده با میکروکنترلر ATMEGA8
۴۳	بخش ۵- طراحی کنترل کننده با آیسی TL494
۴۵	بخش ۶- طراحی بخش الکترونیک و برد مدار چاپی (PCB)
۵۰	بخش ۷- ساخت و آزمون طرح

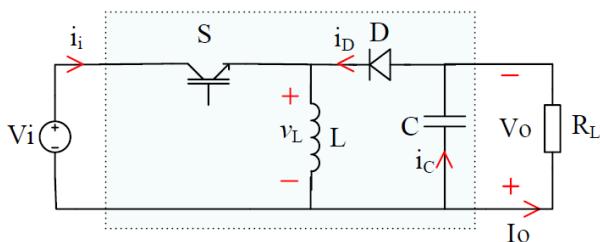
شماره گروه: ۲	شماره سند: IIE1402FP	نوع سند: گزارش فنی
پروژه پایانی الکترونیک صنعتی	دانشگاه تهران	تاریخ: ۱۴۰۲/۰۴/۲۰

داده‌های ورودی مسئله

داده‌های ورودی مسئله بر اساس اینکه در کدام گروه قرار دارد مطابق جدول زیر درنظر گرفته شود.

مد کاری	فرکانس کلیدزنی	توان	خروجی	ورودی	مبدل
جريان پیوسته	۴۰ کیلوهرتز	۵۰ وات	۱۲ ولت	۲۴ ولت	باک
جريان پیوسته	۴۰ کیلوهرتز	۵۰ وات	۲۴ ولت	۱۲ ولت	بوست
جريان پیوسته	۴۰ کیلوهرتز	۵۰ وات	۳۰ ولت	۱۵ ولت	باک-بوست

بخش ۱- طراحی و انتخاب اجزا قدرت



شکل ۱.۱. شماتیک توبولوزی مبدل باک-بوست

طراحی و انتخاب سلف

اگر ۲۰ درصد تغییر در ولتاژ ورودی داشته باشیم، در این صورت داریم:

$$12 < V_{in} < 18 \Rightarrow \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{D}{1-D} \Rightarrow 0.625 < D < 0.71$$

$$R_{out} = \frac{V_{out}^2}{P} \Rightarrow R_{out} = 18\Omega$$

$$I_{out} = \frac{V_{out}}{R_{out}} \Rightarrow I_{out} = 1.667A$$

با در نظر گرفتن ۲۰ درصد ریپل در جریان خروجی داریم:

$$1.33 < I_{out} < 2 \Rightarrow I_{Lpp} = 2 - 1.33 \Rightarrow I_{Lpp} = 0.667A$$

با توجه به فرمول داده شده در Application note برای به دست آوردن سلف داریم:

شماره گروه: ۲	شماره سند: IIE1402FP	نوع سند: گزارش فنی
پروژه پایانی الکترونیک صنعتی	دانشگاه تهران	تاریخ: ۱۴۰۲/۰۴/۲۰

$$L = \frac{V_i D}{I_{(L)(pp)} \times f_{(sw)}}$$

که می‌توانیم بنویسیم:

$$L = \frac{V_{out}(1 - D)}{I_{Lpp} \times f_{sw}}$$

برای این که بیشترین مقدار را برای این سلف در نظر بگیریم، کمترین مقدار دوره کار را در فرمول قرار می‌دهیم. در واقع با در نظر گرفتن بیشترین مقدار برای سلف، ریپل جریان کمتر از مقداری که در نظر گرفتیم می‌شود. بنابراین:

$$L = 421.87\mu H$$

پس می‌توانیم مقدار سلف را $450\mu H$ در نظر بگیریم.

برای هسته سلف، از یک هسته تروئیدی پودر آهن استفاده می‌کنیم. برای طراحی این هسته اطلاعات زیر را داریم:

$$I_{max} = 2A \quad , \quad L = 450\mu H \quad , \quad f_s = 40KHz \quad , \quad B_m = 0.35T \quad , \quad I_{rms} \approx 1.4A$$

$$E = 0.5 \times L \times I^2 \Rightarrow E = 0.5 \times 450 \times 10^{-6} \times 2^2 \Rightarrow E = 0.0009 W.s$$

$$A_p = \frac{2 \times E \times 10^4}{B_m \times J \times K_u} \Rightarrow A_p = \frac{2 \times 0.0009 \times 10^4}{0.35 \times 400 \times 0.4} \Rightarrow A_p = 0.3214 cm^2$$

با توجه به دیتاشیت‌های موجود در سایت سلف الکترونیک، هسته *KT80-40D* انتخاب شد.

KDM Part No.	A _L nH/N ²	OD in/mm	ID in/mm	Ht in/mm	ℓ cm	A _c cm ²	V cm ³
KT80-26D	92.0	.795/20.2	.495/12.6	.500/12.7	5.14	.453	2.33
KT80-40D	79.0						
KT80-52D	83.0						

تصویر ۱.۳. اطلاعات هسته *KT80-40D* بر اساس دیتاشیت هسته های پودر آهن

با توجه به اطلاعات دیتاشیت، داریم:

$$A_w = \frac{\pi(ID)^2}{4} \Rightarrow A_w = \pi \times \frac{12.6^2}{4} \Rightarrow A_w = 124.7 mm^2$$

$$A_c = \frac{OD - ID}{2} Ht = \frac{20.2 - 12.6}{2} \times 12.7 \Rightarrow A_c = 48.26 mm^2$$

$$A_p = A_w \times A_c = 0.6018 cm^4$$

نوع سند: گزارش فنی	شماره سند: IIE1402FP	شماره گروه: ۲
تاریخ:	دانشگاه تهران	پروژه پایانی الکترونیک صنعتی

$$N_L = \sqrt{\frac{L \times 1000}{A_L}} \Rightarrow N_L = 76 \text{ دور}$$

$$R_L = (MLT) \times (N_L) = 26.66 \times 76 \Rightarrow R_L = 2508 \text{ mm}$$

$$A_{cu} = \frac{I_{rms}}{J_{cu}} = \frac{1.4}{4} = 0.35 \text{ mm}^2 \Rightarrow D = \sqrt{\frac{4 \times A_{cu}}{\pi}} \Rightarrow D = 0.668 \text{ mm}$$

با توجه به مقادیر به دست آمده، طول سیم پیچ مسی مورد نظر برابر است با ۲.۵۰۸ متر و قطر سیم تقریباً برابر است با 0.7mm و تعداد دوری که سیم به دور هسته می‌پیچد برابر است با 76 دور.

$$\delta = \frac{75}{\sqrt{f}} \Rightarrow \delta = 0.375 \Rightarrow A_{cu-s} = \frac{\pi(2\delta)^2}{4} = 0.442 \Rightarrow N_s = \frac{A_{cu}}{A_{cu-s}} = 0.79$$

با توجه به محاسبات بالا می‌بینیم که در این کاربرد و با این فرکانس سوئیچ زنی نیازی به لیتز کردن سیم نداریم.

نوع سند: گزارش فنی	شماره سند: IIE1402FP	شماره گروه: ۲
تاریخ:	دانشگاه تهران	پروژه پایانی الکترونیک صنعتی

طراحی و انتخاب خازن خروجی

برای به دست آوردن مقدار خازن، از فرمول ریپل خروجی استفاده می‌کنیم. در اینجا، درصد ریپل ولتاژ خروجی را برابر با ۲ درصد در نظر می‌گیریم.

$$\frac{\Delta V_{out}}{V_{out}} = \frac{DT}{RC} = 0.02 \Rightarrow C = \frac{D}{f_{sw} \times R_{out} \times \frac{\Delta V_{out}}{V_{out}}} \Rightarrow C \approx 591.6\mu F$$

ولتاژ دو سر خازن همان ولتاژ خروجی می‌باشد. یعنی ۳۰ ولت. برای این کاربرد ما می‌توانیم از یک خازن الکترولیتی ۵۰ ولت ۶۰۰ میکرو فارادی استفاده می‌کنیم. البته با توجه به نتایج شبیه‌سازی، برای کاهش بیشتر ریپل، از خازن ۱۰۰۰ میکرو فارادی استفاده می‌کنیم.

شماره گروه: ۲	شماره سند: IIE1402FP	نوع سند: گزارش فنی
پژوهه پایانی الکترونیک صنعتی	دانشگاه تهران	تاریخ: ۱۴۰۲/۰۴/۲۰

طراحی و انتخاب کلید ماسفت

بیشترین جریانی که از کلید می‌گذرد برابر است با بیشترین جریانی که از سلف می‌گذرد. پس جریان کاری کلید برابر است با ۲ آمپر.

بیشترین ولتاژی که در حالت قطع کلید روی دو سر آن می‌افتد نیز برابر است با مجموع اندازه ولتاژ خروجی و ورودی و ولتاژ $V_{D(on)}$ دیود. بنابراین ولتاژ کاری کلید را تقریباً برابر با ۵۰ ولت در نظر می‌گیریم.

در این پژوهه ما از کلید ماسفت IRF9520 P-Channel ۱۰۰ ولت ۶.۸ آمپر استفاده می‌کنیم. یعنی کلید

IRF9520

HEXFET® Power MOSFET

- Dynamic dv/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- P-Channel
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Ease of Parallelizing
- Simple Drive Requirements

Description

Third Generation HEXFETs from International Rectifier provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.

PD-9.319G

	$V_{DSS} = -100V$
$R_{DS(on)} = 0.60\Omega$	$I_D = -6.8A$

	TO-220AB
--	----------

DATA SHEETS

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ -10 V$	-6.8	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ -10 V$	-4.8	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	-27	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	60	W
	Linear Derating Factor	0.40	$W/^\circ C$
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	±20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	300	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ①	-6.8	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	6.0	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	-5.5	V/ns
T_J T_{STG}	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +175	$^\circ C$
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf-in (1.1 N·m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
R_{JC}	Junction-to-Case	—	—	2.5	$^\circ C/W$
R_{CS}	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.50	—	
R_{JA}	Junction-to-Ambient	—	—	62	

شکل ۱.۳. صفحه اول دیتاشیت کلید IRF9520

نوع سند: گزارش فنی	شماره سند: IE1402FP	شماره گروه: ۲
تاریخ:	دانشگاه تهران	پروژه پایانی الکترونیک صنعتی

طراحی و انتخاب دیود

بیشترین ولتاژی که روی دو سر دیود می‌افتد برابر است با مجموع اندازه ولتاژ ورودی و خروجی. پس ولتاژ کاری دیود را نیز 50 ولت در نظر می‌گیریم.

بیشینه جریانی که از دیود می‌گذرد نیز برابر است با بیشینه جریان کلید. پس جریان کاری کلید را نیز برابر با 2 آمپر در نظر می‌گیریم.

در این پروژه ما از دیود MUR460 fast recovery 600 ولت 4 آمپر استفاده می‌کنیم. یعنی دیود

شماره گروه: ۲	شماره سند: IE1402FP	نوع سند: گزارش فنی
پروژه پایانی الکترونیک صنعتی	دانشگاه تهران	تاریخ: ۱۴۰۲/۰۴/۲۰



www.vishay.com

MUR440, MUR460

Vishay General Semiconductor

Ultrafast Plastic Rectifier



DO-201AD

FEATURES

- Glass passivated pellet chip junction
- Ultrafast reverse recovery time
- Low forward voltage drop
- Low leakage current
- Low switching losses, high efficiency
- High forward surge capability
- Solder dip 275 °C max. 10 s, per JESD 22-B106
- Material categorization: for definitions of compliance please see www.vishay.com/doc?99912



TYPICAL APPLICATIONS

For use in high frequency rectification and freewheeling application in switching mode converters and inverters for consumer, computer, and telecommunication.

MECHANICAL DATA

Case: DO-201AD

Molding compound meets UL 94 V-0 flammability rating

Base P/N-E3 - RoHS-compliant, commercial grade

Base P/N-M3 - halogen-free, RoHS-compliant, and commercial grade

Terminals: matte tin plated leads, solderable per J-STD-002 and JESD 22-B102

E3 and M3 suffix meets JESD 201 class 1A whisker test

Polarity: color band denotes cathode end

PRIMARY CHARACTERISTICS	
$I_{F(AV)}$	4.0 A
V_{RRM}	400 V, 600 V
I_{FBM}	150 A
t_{rr}	50 ns
V_F at I_F	1.05 V
T_J max.	175 °C
Package	DO-201AD
Circuit configuration	Single

MAXIMUM RATINGS ($T_A = 25$ °C unless otherwise noted)						
PARAMETER		SYMBOL	MUR440	MUR460	UNIT	
Maximum repetitive peak reverse voltage		V_{RRM}	400	600	V	
Working peak reverse voltage		V_{RWM}	400	600		
Maximum DC blocking voltage		V_{DC}	400	600		
Maximum average forward rectified current (fig. 1)		$I_{F(AV)}$	4.0		A	
Peak forward surge current 8.3 ms single half sine-wave superimposed on rated load		I_{FBM}	150			
Operating junction and storage temperature range		T_J, T_{STG}	-65 to +175		°C	

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25$ °C unless otherwise noted)					
PARAMETER		TEST CONDITIONS	SYMBOL	MUR440	MUR460
Maximum instantaneous forward voltage	3.0 A	$T_J = 150$ °C	I_F (1)	1.05	V
		$T_J = 25$ °C		1.25	
	4.0 A	$T_J = 150$ °C		1.28	
Maximum instantaneous reverse current at rated DC blocking voltage		$T_J = 25$ °C	I_R (1)	10	μ A
		$T_J = 150$ °C		250	
Max. reverse recovery time	$I_F = 0.5$, $I_R = 1.0$ A, $I_H = 0.25$ A	t_{rr}	t_{rr}	50	ns
Maximum reverse recovery time	$I_F = 1.0$ A, $dI/dt = 50$ A/ μ s, $V_R = 30$ V, $I_H = 10\% I_{RM}$	t_{rr}	t_{rr}	75	
Maximum forward recovery time	$I_F = 1.0$ A, $dI/dt = 100$ A/ μ s, recovery to 1.0 V	t_{fr}	t_{fr}	50	

Note

(1) Pulse test: $t_p = 300$ μ s, duty cycle ≤ 2 %

تصویر ۱.۴. صفحه اول دیتابیسیت دیود MUR460

شماره گروه: ۲	شماره سند: IE1402FP	نوع سند: گزارش فنی
پروژه پایانی الکترونیک صنعتی	دانشگاه تهران	تاریخ: ۱۴۰۲/۰۴/۲۰

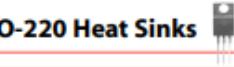
انتخاب گرمگیر

برای گرمگیر در این پروژه از TO220 استفاده می‌کنیم.

THRU HOLE DISCRETE SEMICONDUCTOR PACKAGES

TO-220 Heat Sinks

5901 Channel style heat sink featuring recessed lower fins

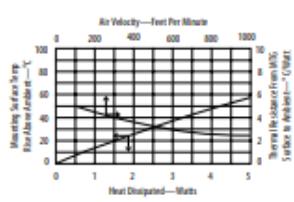


Channel style heat sink features
recessed lower fins to allow closer component spacing and longer upper fins for maximum cooling. Includes two solderable tabs for easy attachment to the PC card.

ORDERING INFORMATION

Part Number	Description	Dia of PCB Plated Thru Hole for Tabs
590102803600G	High performance heat sink with recessed lower fins	2.92 (0.115)

For additional options see page 82



5903 Channel style heat sink featuring slotted mounting hole



Channel style heat sink features slotted mounting hole to accommodate a variety of devices and lead lengths. Includes two solderable tabs for easy attachment to the PC card.

ORDERING INFORMATION

Part Number	Description	Dia of PCB Plated Thru Hole for Tabs
590302803600G	High performance heat sink with solderable tabs	2.92 (0.115)

For additional options see page 82

5770, 5771, 5772 Slim low cost channel style heat sink



Slim low cost channel style heat sink is ideal where space and cost are limited. Available in 3 fin heights with or without solderable mounting tab.

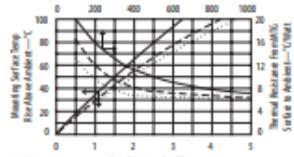
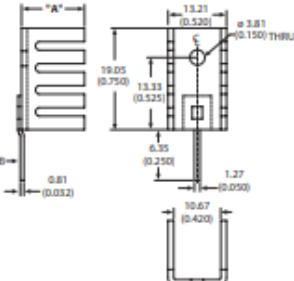
ORDERING INFORMATION

Part Number	Description	"A" Dim	Dia of PCB Plated Thru Hole for Tabs
577002800000G	Slim, low cost channel style heat sink with no solderable tabs	6.35 (0.250)	
577002804000G	With solderable tab	6.35 (0.250)	1.73 (0.068)
577102800000G	Slim, low cost channel style heat sink with no solderable tabs	9.52 (0.375)	
577102804000G	With solderable tab	9.52 (0.375)	1.73 (0.068)
577202800000G	Slim, low cost channel style heat sink with no solderable tabs	12.70 (0.500)	
577202804000G	With solderable tab	12.70 (0.500)	1.73 (0.068)

POPULAR OPTIONS: 577-02B 04000G
Base part no. A

Position	Code	Description	Details
A	3	In-58-8™ pad	Page 86

For additional options see page 82

Grease & Epoxy page 72 **Mounting Kits page 99**

Material: 1.27 (0.050) Thick Aluminum
Finish: Black Anodize

شماره گروه: ۲	شماره سند: IIE1402FP	نوع سند: گزارش فنی
پروژه پایانی الکترونیک صنعتی	دانشگاه تهران	تاریخ: ۱۴۰۲/۰۴/۲۰

بخش ۲ - طراحی گیت درایو و مدار فیدبک

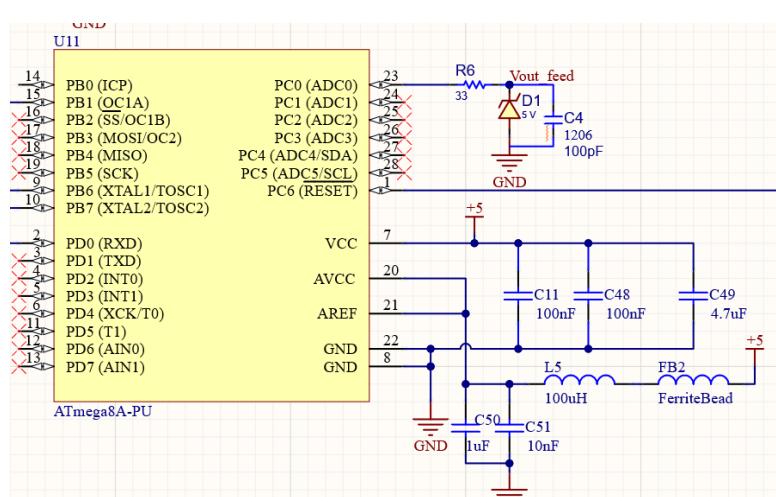
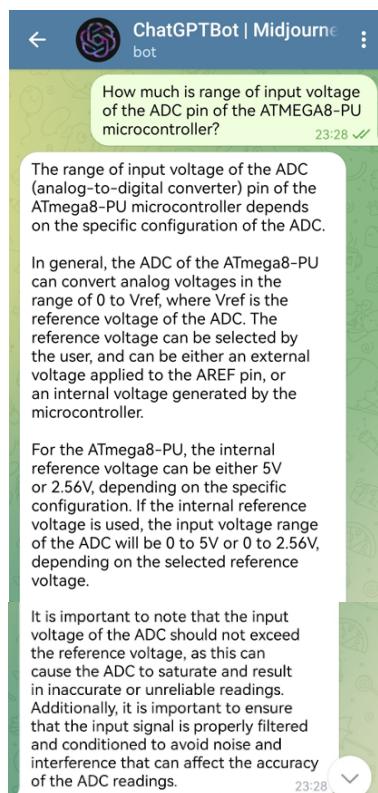
در این بخش طراحی مدار گیت درایو و مدار فیدبک انجام می‌گیرد.

طراحی مدار فیدبک

از آنجایی که ولتاژ خروجی مبدل، برابر است با منفی ۳۰ ولت، برای اینکه ولتاژ خروجی را به کنترلرهای آنالوگ و دیجیتال (آی سی TL494 و میکروکنترلر ATMEGA8A-PU) که هر دو هم توسط استاد درس، از همان ابتدا خریداری شده بود، بتوانیم بدھیم به طوری که در محدوده‌ی مجاز ورودی مربوطه‌ی آن کنترلرهای باشد، باید هم سطح ولتاژ را کاهش دهیم و هم علامت ولتاژ را تغییر دهیم؛ این وظیفه را مدار فیدبک ولتاژ بر عهده دارد که میخواهیم این مدار را در این بخش، طراحی کنیم.

در مورد کنترلر دیجیتال، ولتاژ آنالوگ آمده از مبدل، قرار است که به ورودی ADC میکروکنترلر داده شود؛ لذا ما باید سطح ولتاژ مناسب مورد قبول برای ADC را بررسی کنیم.

بر اساس پاسخ Chat GPT در تصویر ۲.۱ و بخشی از شماتیک طراحی انجام شده برای قسمت میکروکنترلر این پروژه در تصویر ۲.۲ که ولتاژ اعمال شده به پایه AREF (پایه‌ی ولتاژ مرجع برای ADC) بصورت خارجی در میکروکنترلر را نشان میدهد، ولتاژ اعمالی به پایه ADC میتواند از صفر ولت تا ۵ ولت باشد تا مطمئن باشیم که آن ولتاژ، با دقت مناسبی توسط ADC به سطح دیجیتال متناظر با خودش تبدیل شود و اگر از این محدوده، تجاوز کند، دیگر معلوم نیست دقت تبدیل، همان ۱۰ بیت ذکر شده در دیتابیت میکرو (تصویر ۲.۳) باشد یا خیر.



شکل ۲.۲. ولتاژ اعمال شده به پایه AREF میکروکنترلر

شکل ۲.۱. محدوده مجاز ولتاژ اعمالی به ADC

بر اساس پرسش از Chat GPT

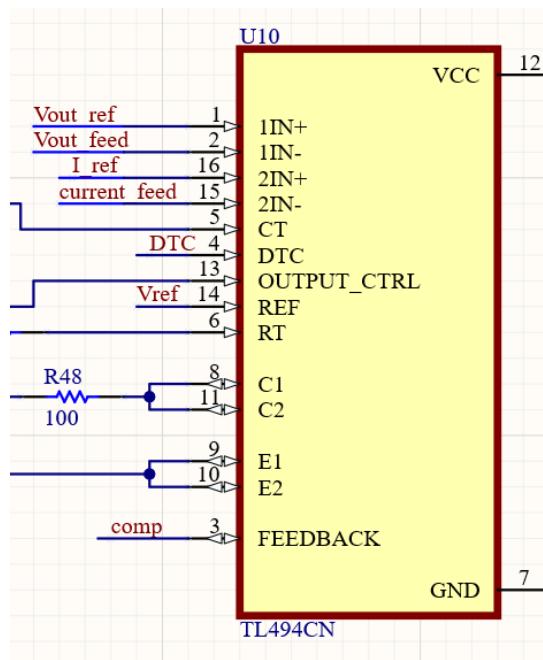
شماره گروه: ۲	شماره سند: IIE1402FP	نوع سند: گزارش فنی
پروژه پایانی الکترونیک صنعتی	دانشگاه تهران	تاریخ: ۱۴۰۲/۰۴/۲۰

ADC7:6 (TQFP and QFN/MLF Package Only)

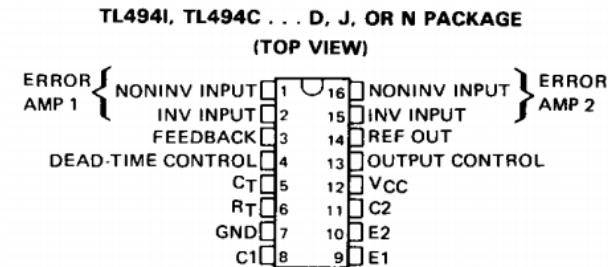
In the TQFP and QFN/MLF package, ADC7:6 serve as analog inputs to the A/D converter. These pins are powered from the analog supply and serve as 10-bit ADC channels.

شکل ۲.۳. دقت ADC در میکروکنترلر

اما در مورد **TL494** باید بگوییم بر اساس طراحی انجام شده در بخش پنجم پروژه (تصویر ۲.۴)، ولتاژ فیدبک (ولتاژ حاصل از تقسیم مقاومتی)، به پایه ۵ دوم این کنترلر که بر اساس دیتاشیت **TL494** (تصویر ۲.۵)، پایه ۵ منفی تقویت کنندهٔ خط میباشد، اعمال میشود که بر اساس دیتاشیت (تصویر ۲.۵)، محدودهٔ مجاز ولتاژ اعمالی به این پایه، از منفی ۰.۳ ولت تا دو ولت کمتر از ولتاژ تغذیه میتواند باشد. از آنجایی که بر اساس دیتاشیت (تصویر ۲.۶)، ولتاژ تغذیه (*VCC*) میتواند از ۷ تا ۴۰ ولت باشد و از آنجایی که ولتاژ ورودی مبدل هم ۱۵ ولت است، تغذیهٔ اعمالی به این کنترلر را هم ۱۵ ولت در نظر میگیریم؛ پس ولتاژ اعمالی به پایه ۲، از منفی ۰.۳ تا ۱۳ ولت میتواند باشد. حالا از آنجایی که سعی داریم برای اجتناب از افزایش پیچیدگی غیر ضروری، یک ولتاژ فیدبک یکسان را به هر دو کنترلر آنالوگ و دیجیتال بدهیم، باید بر اساس اشتراک محدوده‌های مجاز ولتاژ اعمالی مذکور که همان محدودهٔ ۰ تا ۵ ولت میباشد، با یک حاشیه اطمینان مناسبی برای عدم تجاوز از هر دو کران محدوده، سطح ولتاژ مناسبی را انتخاب کنیم و طراحی مدار فیدبک را بر اساس این مقدار، ادامه دهیم؛ بر اساس این محدودهٔ اشتراکی، ولتاژ فیدبک را در وسط این محدوده، یعنی ۲.۵ ولت، در نظر میگیریم.



تصویر ۲.۴. پایه ۵ دوم TL494، پایه ۵ مربوط به ولتاژ فیدبک



شکل ۲.۵. عنوان پایه ۵ دوم TL494 در دیتاشیت آن

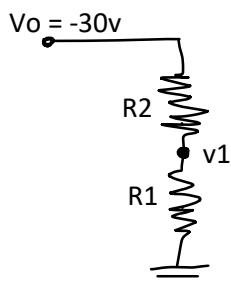
شماره گروه: ۲	شماره سند: IIE1402FP	نوع سند: گزارش فنی
پروژه پایانی الکترونیک صنعتی	دانشگاه تهران	تاریخ: ۱۴۰۲/۰۴/۲۰

recommended operating conditions

	TL494I		TL493C TL494C TL495C		UNIT
	MIN	MAX	MIN	MAX	
Supply voltage, V_{CC}	7	40	7	40	V
Amplifier input voltages, V_I	-0.3	$V_{CC} - 2$	-0.3	$V_{CC} - 2$	V
Collector output voltage, V_Q		40		40	V
Collector output current (each transistor)		200		200	mA
Current into feedback terminal		0.3		0.3	mA
Timing capacitor, C_T	0.47	10 000	0.47	10 000	nF
Timing resistor, R_T	1.8	500	1.8	500	kΩ
Oscillator frequency	1	300	1	300	kHz
Operating free-air temperature, T_A	-25	85	0	70	°C

تصویر ۳۶. ذکر محدوده‌ی توصیه شده‌ی ولتاژ اعمالی به پایه‌ی دوم در مورد دوم جدول و ذکر محدوده‌ی توصیه شده‌ی ولتاژ تغذیه در مورد اول جدول

بر اساس تصویر روبه رو برای محاسبات تقسیم مقاومتی داریم:



$$\frac{R_1}{R_2} = -\frac{2.5}{-30 - (-2.5)} \approx 0.0909 \rightarrow R_2 = 9.09k \rightarrow R_1$$

فرض بر اساس موجودی بازار $\rightarrow R_2 = 9.09k \rightarrow R_1 \approx 826 \rightarrow v_1$

$$= \frac{909}{909 + 9.09k} * (-30) \approx -2.73v \rightarrow P_{R_1}$$

مقاومت R_1 از لحاظ توان مشکلی ندارد $\rightarrow P_{R_1} = \frac{(30 - 2.73)^2}{9.09k} \approx 8.2mW < 250mW$

$$\rightarrow P_{R_2} = \frac{(30 - 2.73)^2}{9.09k} \approx 81.8mW < 250mW$$

مقاومت R_2 از لحاظ توان مشکلی ندارد

شماره گروه: ۲	شماره سند: IE1402FP	نوع سند: گزارش فنی
پروژه پایانی الکترونیک صنعتی	دانشگاه تهران	تاریخ: ۱۴۰۲/۰۴/۲۰

R9.09K 1206 1%

مقاومت 9.09K اهم SMD کد 1206 با خطای 1 درصد رول این قطعه شامل 5000 عدد و خرید بالای این تعداد تخفیف دارد.

[افزودن به سبد](#) [مشاهده جزئیات](#) [مشاهده محصول](#)

وضعیت: نو (جديد)

موجودی انبار: 6910 قلم

حداقل تعداد قابل سفارش: 100 قلم

قیمت: 1,526 ریال

[افزودن به سبد](#) [+ 100](#) [-](#)

R909 1206 1%

مقاومت 909 اهم SMD کد 1206 با خطای 1 درصد رول این قطعه شامل 5000 عدد و خرید بالای این تعداد تخفیف دارد.

[افزودن به سبد](#) [مشاهده جزئیات](#) [مشاهده محصول](#)

وضعیت: نو (جديد)

موجودی انبار: 6500 قلم

حداقل تعداد قابل سفارش: 100 قلم

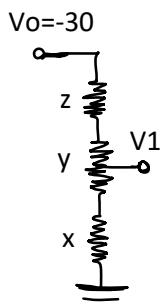
قیمت: 1,526 ریال

[افزودن به سبد](#) [+ 100](#) [-](#)

تصویر ۲.۷. موجودی بازار برای مقاومت R2 به همراه ذکر میزان توان مقاومت

تصویر ۲.۸. موجودی بازار برای مقاومت R1 به همراه ذکر میزان توان مقاومت

حالا که حدود مقادیر دو مقاومت و توان آنها را برای رسیدن به ولتاژ مطلوب، محاسبه کردیم، بهتر است ترکیب مقاومت ها را بر اساس مقادیر محاسبه شده، به گونه‌ی تغییر دهیم که بتوانیم از یک پتانسیومتر هم استفاده کنیم تا نقش تنظیم گری ولتاژ را داشته باشد؛ زیرا میدانیم در عمل، در اثر خطای مقاومت ها، دمای محیط و ...، تغییراتی در ولتاژ V1 را نسبت به مقادیر محاسبه شده بصورت تئوری خواهیم داشت؛ پس لازم است که از یک مقاومت متغیر استفاده کنیم تا با تغییر آن، به ولتاژ مطلوب برسیم. بر اساس دیتابیست آپ امپی که انتخاب کردیم و مقدار دو تغذیه ای که برای آن، انتخاب کرده ایم (توضیحات انتخاب آپ امپ را چند صفحه بعد، می‌آوریم؛ اما در اینجا، از نتیجه‌ی آن قسمت، استفاده کرده ایم)، میزان حداقل مطلوب و حداکثر مطلوب ولتاژ V1 را ۲ ولت و ۳ ولت در نظر میگیریم و بر اساس این فرض اولیه، مقادیر مقاومت ها را محاسبه و انتخاب میکنیم تا از صحت این فرض اولیه، اطمینان نسبی پیدا کنیم. حداقل ولتاژ V1، وقتی بدست می‌آید که کل پتانسیومتر، به مقاومت پایینی رفته باشد.



شماره گروه: ۲	شماره سند: IIE1402FP	نوع سند: گزارش فنی
پروژه پایانی الکترونیک صنعتی	دانشگاه تهران	تاریخ: ۱۴۰۲/۰۴/۲۰

$$v1_{\text{کمینه}} = \frac{x}{x+y+z} * (-30) \approx -2v \quad v1_{\text{بیشینه}} = \frac{x+y}{x+y+z} * (-30) \approx -3v$$

$$\rightarrow x+y = 1.5x \quad z = 9(x+y) \rightarrow x = 2y$$

$$\rightarrow y = 500 \quad x = 1k \quad z = 15k \approx 13.5k$$

$$\rightarrow v1_{\text{کمینه}} = \frac{1k}{16.5k} * (-30) \approx -1.82v \quad v1_{\text{بیشینه}} = \frac{1.5k}{16.5k} * (-30)$$

$$\approx -2.73v \quad i = \frac{30}{16.5k} \approx 1.84mA \rightarrow P_x = 1k * 0.00184^2$$

$$\approx 3.3856mW < 250mW \quad P_y = 500 * 0.00184^2 \approx 1.6928mW$$

$$< 500mW \quad P_z = 15k * 0.00184^2 \approx 50.784mW < 250mW$$

R1K 1206 5%

مقاومت ۱K اهم SMD کد 1206 با خطای ۵ درصد رول این قطعه شامل 5000 عدد و خرید بالای این تعداد تخفیف دارد.

[افزودن به بروزه](#) [مشاهده جزئیات](#) [مشاهده محصول](#)

وضعیت: نو (جديد)

موجودی اینبار: 17800 قلم

حداقل تعداد قابل سفارش: 100 قلم

قیمت: 981 ریال

[افزودن به سبد](#) [+ 100](#) [-](#)

سایر مشخصات محصول

3.2 : (mm)
1 : مقدار مقاومت (کیلو اهم)
0.25 : توان مقاومت

تصویر ۲.۹. موجودی بازار برای مقاومت 1k به همراه ذکر میزان توان مقاومت

POT-3296w-500

پتانسیومتر MULT1500S یک پتانسیومتر مولتی ترن ایستاده ۰.۵ وات ۲۵ دور روی بدی با مقدار 500 اهم من باشد.

[افزودن به بروزه](#) [مشاهده جزئیات](#) [مشاهده محصول](#)

وضعیت: نو (جديد)

موجودی اینبار: 4059 قلم

حداقل تعداد قابل سفارش: 1 قلم

قیمت: 77,390 ریال

[افزودن به سبد](#) [+ 100](#) [-](#)

تعداد دور: 25 دور

خطی : Taper

جهت پیچ تنظیم: تنظیم از بالا

مقدار مقاومت (اهم): 500

توان مقاومت: 0.5

تصویر ۲.۱۰. موجودی بازار برای مقاومت متغیر ۵۰۰ اهم به همراه ذکر میزان توان مقاومت

R15K 1206 5%

مقاومت 15K اهم SMD کد 1206 با خطای ۵ درصد رول این قطعه شامل 5000 عدد و خرید بالای این تعداد تخفیف دارد.

[افزودن به بروزه](#) [مشاهده جزئیات](#) [مشاهده محصول](#)

وضعیت: نو (جديد)

موجودی اینبار: 88700 قلم

حداقل تعداد قابل سفارش: 100 قلم

قیمت: 981 ریال

[افزودن به سبد](#) [+ 100](#) [-](#)

سایر مشخصات محصول

3.2 : (mm)
15 : مقدار مقاومت (کیلو اهم)
0.25 : توان مقاومت

تصویر ۲.۱۱. موجودی بازار برای مقاومت 15k به همراه ذکر میزان توان مقاومت

حالا باید یک ترکیب معکوس کننده از آپ امپ(تصویر ۲.۱۲) را استفاده کنیم تا ولتاژ منفی را مثبت کند؛ مقدار ولتاژ مطلوب را در بخش تقسیم مقاومتی، ایجاد کرده ایم؛ لذا در این بخش فقط یک ضریب منفی یک نیاز داریم؛ پس مقادیر دو مقاومت R_f و R_i باید برابر باشند. برای انتخاب این دو مقاومت، باید حواسمن به اثر بارگذاری روی ولتاژ ورودی و خروجی این معکوس کننده باشد؛ در رابطه با اثر بارگذاری در ورودی، باید بگوییم که مقاومت دیده شده از ورودی معکوس کننده، قرار است با حداقل مقاومت پایینی تقسیم مقاومتی که ۱.۵ کیلو اهم است، موازی شود؛ خب برای اینکه ولتاژ ورودی به معکوس کننده، خیلی تفاوتی با ولتاژ ۷۱ بدست آمده از تقسیم مقاومتی، نداشته باشد(اثر بارگذاری در ورودی، ناچیز باشد)، باید مقاومت دیده

شماره گروه: ۲	شماره سند: IIE1402FP	نوع سند: گزارش فنی
پروژه پایانی الکترونیک صنعتی	دانشگاه تهران	تاریخ: ۱۴۰۲/۰۴/۲۰

شده از ورودی معکوس کننده، نسبت به ۱.۵ کیلو اهم، به میزان کافی ای (تقریباً ۱۰ برابر)، بزرگتر باشد؛ پس در ابتدا باید مقاومت دیده شده از ورودی معکوس کننده را محاسبه کنیم.

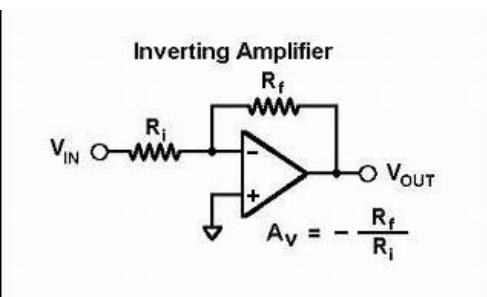
$$R_{in_{inverting}} = R_i + (R_{in_{amp}} || (R_f + (R_{in_{controller}} || R_{out_{amp}})))$$

در رابطه‌ی بالا، مقاومت $R_{in_{controller}}$ ، موازی شده‌ی مقاومت‌های ورودی پایه‌ی adc میکروکنترلر و پایه‌ی دوم TL494 میباشد که بر اساس پرسش از چت جی پی تی (تصویر ۲.۱۳ و ۲.۱۴)، در حدود مگا اهم میباشند. در رابطه با R_{in_amp} و R_{out_amp} نیز قبل از انتخاب آپ‌امپ، بر اساس پرسش از چت جی پی تی (تصویر ۲.۱۵) میدانیم که مقاومت ورودی و خروجی آپ‌امپ‌ها به طور معمول، به ترتیب، در حدود مگا اهم و در حدود چند ده اهم میباشند؛ لذا با فرض اینکه R_f در مقایسه با مقاومت ورودی آپ‌امپ، ناچیز است، مقاومت ورودی معکوس کننده ($R_{in_{inverting}}$)، برابر میشود با مجموع R_i و R_f و $R_{out_{amp}}$ که با فرض ناچیز بودن مقاومت خروجی آپ‌امپ در برابر R_i و R_f تقریباً برابر میشود با $2R_i$ یا $2R_f$ ؛ پس هر کدام از مقاومت‌های R_f و R_i باید حداقل بصورت تقریبی، مقدار ۷.۵ کیلو اهم را داشته باشند؛ البته اگر کمی هم از این مقدار، کمتر باشند، مشکل خاصی پیش نمی‌آید؛ زیرا بر اساس معیار ۱۰ برابر، این مقادیر را بدست آورده ایم؛ با بررسی موجودی بازار (تصویر ۲.۱۶)، مقاومت ۷.۸۷ کیلو اهم را برای هر دو مقاومت، انتخاب کردیم.

در رابطه با اثر بارگذاری در خروجی نیز در ابتدا باید مقاومت دیده شده از خروجی معکوس کننده را بصورت تقریبی محاسبه کنیم.

$$R_{out_{inverting}} = (R_{out_{amp}} || (R_f + (R_{in_{amp}} || (7.87k + (\approx 1k \text{ or } 1.5k))))) \\ \approx R_{out_{amp}}$$

پس، از آنجایی که مقاومت دیده شده از خروجی معکوس کننده، در مقایسه با مقاومت $R_{in_{controller}}$ ، مقداری ناچیز است، اثر بارگذاری در خروجی معکوس کننده هم بسیار ناچیز است و تقریباً همه‌ی ولتاژ خروجی معکوس کننده، روی پایه‌های adc میکروکنترلر و پایه‌ی دوم TL494 قرار میگیرد.



تصویر ۲.۱۳. ترکیب معکوس کننده

شماره گروه: ۲	شماره سند: IE1402FP	نوع سند: گزارش فنی
پروژه پایانی الکترونیک صنعتی	دانشگاه تهران	تاریخ: ۱۴۰۲/۰۴/۲۰

ChatGPTBot | Midjourne bot

How much is typical input and output impedance of an opamp? 17:28

Unread Messages

The input and output impedance of an operational amplifier (op-amp) can vary depending on the specific model and manufacturer. However, I can provide you with some general information about the typical input and output impedance of op-amps.

1. Input Impedance:
The input impedance of an op-amp is usually very high, typically in the order of megaohms ($M\Omega$) or gigaohms ($G\Omega$).

2. Output Impedance:
The output impedance of an op-amp is typically very low, typically in the range of tens to hundreds of ohms. This low

تصویر ۲.۱۵. مقدار معمولی مقاومت ورودی و خروجی آپ امپ ها

How much is input impedance of the ADC pin of the ATMEGA8-PU microcontroller? 23:08

The input impedance of the ADC (analog-to-digital converter) pin of the ATmega8-PU microcontroller is relatively high, typically on the order of several megaohms. The exact value of the input impedance may depend on the specific pin and the configuration of the ADC.

It is important to note that the input impedance of the ADC pin can affect the accuracy and stability of the ADC readings. To ensure accurate and stable readings, it is often necessary to use buffering or impedance matching techniques to minimize the impact of loading effects and signal noise. Additionally, it is important to ensure that the input signal is within the specified voltage range of the ADC and that any noise or interference is properly filtered to avoid affecting the accuracy of the ADC readings.

ChatGPTBot | Midjourne bot

How much is input resistance of second pin of TL494? 14:27

The TL494 is a popular PWM (Pulse Width Modulation) controller integrated circuit commonly used in power supply and motor control applications. The second pin of the TL494, labeled "COMP" or "Error Amplifier Input," is the input pin for the error amplifier.

The TL494 datasheet does not explicitly specify the input resistance of the second pin. However, the datasheet provides some information that can help us understand the input characteristics of the error amplifier.

The error amplifier in the TL494 is an operational amplifier (op-amp) that compares the feedback voltage with the reference voltage to generate an error signal. The input impedance of an op-amp is typically very high, often in the order of megaohms ($M\Omega$) or higher. This high input impedance ensures that the op-amp draws minimal current from the source connected to its input.

R7.87K 1206 1%

مقاومت 7.87K اهم SMD کد 1206 با خطای 1 درصد رول این قطعه شامل 5000 عدد و خرید بالای این تعداد تخفیف دارد.

افزودن به پروژه مشاهده جزئیات مشاهده محصول

وضعیت: نو (جدید)

موجودی انبار: 8190 قلم

حداقل تعداد قابل سفارش: 100 قلم

قیمت: 1,526 ریال

افزودن به سبد

3.2 : طول(mm)

سایر مشخصات محصول

مقدار مقاومت (کیلو اهم): 7.87
توان مقاومت: 0.25

تصویر ۲.۱۶. موجودی بازار برای مقاومت های R_i و R_f به همراه ذکر میزان توان مقاومت

حالا باید آپ امپ مربوطه را انتخاب کنیم؛ از چت جی پی تی پرسیدم تا برای کاربرد معکوس کننده که البته کاربرد خاصی نیست و کاربرد معمولی است، تعدادی آپ امپ را معرفی کند(تصویر ۲.۱۷)؛ پیشنهاد اول چت جی پی تی، یعنی LM741، در فروشگاه جوان الکترونیک، موجود بود(تصویر ۲.۱۸)؛ اما قیمتی برای این درج نشده بود؛ لذا سایت فروشگاه آی سی کالا را بررسی کردم؛ اما خود LM741 موجود نبود؛ اما LM741CN که قیمت کمتر بین این دو آی سی، ۱۹۶۲۰۰ تومان بود که بسیار بیشتر از قیمت پیشنهاد دوم چت جی پی تی، یعنی LM358D بود که

دانشکده‌گان فنی دانشگاه تهران - پروژه پایانی الکترونیک صنعتی - بهار ۱۴۰۲

نوع سند: گزارش فنی	شماره سند: IE1402FP	شماره گروه: ۲
تاریخ:	۱۴۰۲/۰۴/۲۰	دانشگاه تهران پژوهه پایانی الکترونیک صنعتی

تصاویر، راجع به بررسی دیتاشیت آن، صحبت خواهیم کرد.

 ChatGPTBot | Midjourne

bot

Name some good opamp for inverting the input.

15:10 ✓

There are many op-amps that can be used for inverting the input, but here are some popular ones:

1. LM741 - A classic op-amp with a high input impedance and a low offset voltage, which makes it suitable for a wide range of applications.
2. LM358 - A low-cost, general-purpose op-amp with a wide supply voltage range and low input bias current.
3. TL071 - A low-noise, high-speed, and low-distortion op-amp that is ideal for audio and other high-fidelity applications.
4. AD822 - A precision op-amp with a low input offset voltage and drift, making it suitable for instrumentation and measurement applications.
5. OPA2134 - A high-performance op-amp with low distortion and noise, making it suitable for audio and other high-fidelity applications.

نام قطعه	LM741J
نام کارخانه‌ای	LM741J
تعداد در بسته	۵۰
برند	National Semiconductor
پکیج	DIP-8
بسته‌بندی	Tube
عنوان گروه	Operational Amplifiers - Op Amps
دینا شیت	LM741J
توضیحات	SINGLE,HIGH GAIN OPAMP
http://pdf.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/۱۰۲۷/NSC/LM741/+۷.۴JuOzZKMYt-/datasheet.pdf	

تصویر ۲.۱۸. موجود بودن LM741 در بازار

تصویر ۲.۱۷. پاسخ چت جی پی تی به پرسش

معرفی تعدادی آپ امپ برای معکوس کننده

LM741CN-14



آی سی LM741CN-14 اورجینال، کم یاب 14 پین، یک آپ امپ 741 برای کاربردهای عمومی بسیار معروف است و از نوع DIP-14 می باشد.

[مشاهده جزئیات](#)

[افزودن به پرداخت](#)

[مشاهده محصول](#)

وضعیت:
اورجینال

موجودی انبار: 25 قلم

حداقل تعداد قابل سفارش: 1 قلم

قیمت: 1,962,000 ریال

افزودن به سبد

+

1

-

محمولات	
نتیجه در:	
ناموجود: سفارش خارج	LM741C
ناموجود: سفارش خارج	LM741CP
ناموجود: سفارش خارج	LM741C
ناموجود: سفارش خارج	LM741CN-14
ناموجود: سفارش خارج	LM741CH
ناموجود: سفارش خارج	LM741H

تصویر ۲.۱۹. قیمت هم خانواده ای از آی سی LM741

شماره گروه: ۲	شماره سند: IIE1402FP	نوع سند: گزارش فنی
پروژه پایانی الکترونیک صنعتی	دانشگاه تهران	تاریخ: ۱۴۰۲/۰۴/۲۰



LM358D	نام قطعه
LM358DT	نام کارخانه‌ای
۲۵۰۰ عدد	تعداد در بسته
STMicroelectronics	برند
SO-8 (SOP-8)	پکیج
Tape & Reel	بسته‌بندی
Operational Amplifiers - Op Amps	عنوان گروه
LM358D	دیتاشیت



تصویر ۲.۲۰. موجود بودن LM358D در بازار و قیمت آن

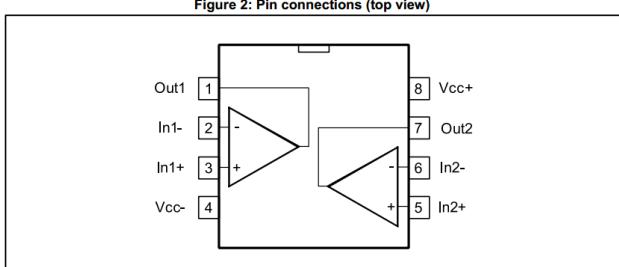
حالا باید راجع به بررسی دیتاشیت LM358D برای اطمینان از صحت انتخابمان صحبت کنیم. بر اساس دیتاشیت (تصاویر ۲.۲۱ و ۲.۲۲)، این آی سی، تغذیه‌ی تکی (فقط مثبت) حداقل مقدار ۳ ولت تا حداقل ۳۰ ولت را قبول می‌کند؛ تغذیه‌ی دوتایی (مثبت و منفی) حداقل مقادیر مثبت و منفی ۱.۵ ولت تا حداقل مقادیر مثبت و منفی ۱۵ ولت را قبول می‌کند؛ لذا از آنجایی که تغذیه‌ی میکروکنترلر را نیز ۵ ولت در نظر گرفته ایم، برای اینکه نیاز به تامین تغذیه‌ی دیگری نباشد، همین ۵ ولت را به عنوان تغذیه‌ی مثبت LM358D در نظر می‌گیریم که مبنای در نظر گرفتن فرض ۲ ولت تا ۳ ولت و در نهایت، حاصل شدن ولتاژ ۱.۸۲ ولت تا ۲.۷۳ ولت در خروجی LM358D بر اساس همین فرض ۲ ولت تا ۳ ولت نیز همین تغذیه‌ی ۵ ولت و محدوده‌ی مجاز ولتاژ خروجی LM358D (تصویر ۲.۲۳) بود؛ در رابطه با تغذیه منفی هم، از آنجایی که در یک معکوس کننده، ورودی مثبت آپ امپ، متصل به زمین است، در آپ امپ ایده آل (دارای بهره بینهایت و مقاومت ورودی بینهایت)، ورودی منفی آپ امپ هم باید صفر باشد؛ اما چون در عمل، اصلاً آپ امپ ایده آل نداریم، احتمال دارد مقدار ولتاژ پایه‌ی منفی آپ امپ، مقداری منفی شود؛ لذا برای اطمینان از اینکه ولتاژ پایه‌ی منفی، از محدوده‌ی مجاز ورودی آپ امپ LM358D (تصویر ۲.۲۴ و ۲.۲۵)، تجاوز نکند، تغذیه‌ی منفی ۵ ولت را به جای صفر ولت، برای تغذیه‌ی منفی LM358D در نظر می‌گیریم. لازم به ذکر است که در رابطه با نحوه‌ی تامین این تغذیه‌ها (۵ ولت و منفی ۵ ولت)، در بخش ششم، توضیحاتی داده شده است.

Package pin connections

LM158, LM258, LM358

2 Package pin connections

Figure 2: Pin connections (top view)



تصویر ۲.۲۱. دو پایه‌ی ۴ و ۸، نشانگر دو تغذیه‌ای بودن LM358D

شماره گروه: ۲	شماره سند: IIE1402FP	نوع سند: گزارش فنی
پژوهش پایانی الکترونیک صنعتی	دانشگاه تهران	تاریخ: ۱۴۰۲/۰۴/۲۰

Table 2: Operating conditions

Symbol	Parameter	Value	Unit
V _{CC}	Supply voltage	3 to 30	V
V _{CM}	Common mode input voltage range (1)	(V _{CC} ⁻) - 0.3 to (V _{CC} ⁺) - 1.5	V

تصویر ۲.۲۳. محدوده ولتاژ تغذیه ای LM358D

Features

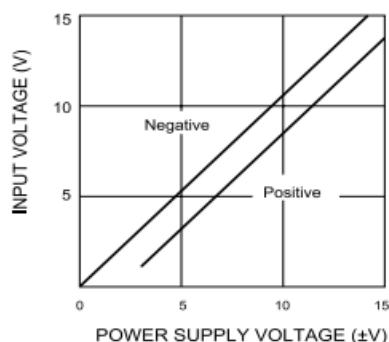
- Frequency compensation implemented internally
- Large DC voltage gain: 100 dB
- Wide bandwidth (unity gain): 1.1 MHz (temperature compensated)
- Very low supply current per channel essentially independent of supply voltage
- Low input bias current: 20 nA (temperature compensated)
- Low input offset voltage: 2 mV
- Low input offset current: 2 nA
- Input common-mode voltage range includes negative rails
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Large output voltage swing 0 V to (V_{CC}⁺ - 1.5 V)

تصویر ۲.۲۴. مورد آخر، نمایانگر محدوده مجاز ولتاژ خروجی در حالت تک تغذیه ای

V _{CM}	Common mode input voltage range (1)	(V _{CC} ⁻) - 0.3 to (V _{CC} ⁺) - 1.5	V
.....

تصویر ۲.۲۴. محدوده ولتاژ ورودی در حالت دو تغذیه ای

Figure 11: Input voltage range



تصویر ۲.۲۵. نمودار محدوده ولتاژ ورودی بر حسب ولتاژ تغذیه در حالت تک تغذیه ای و دو تغذیه ای

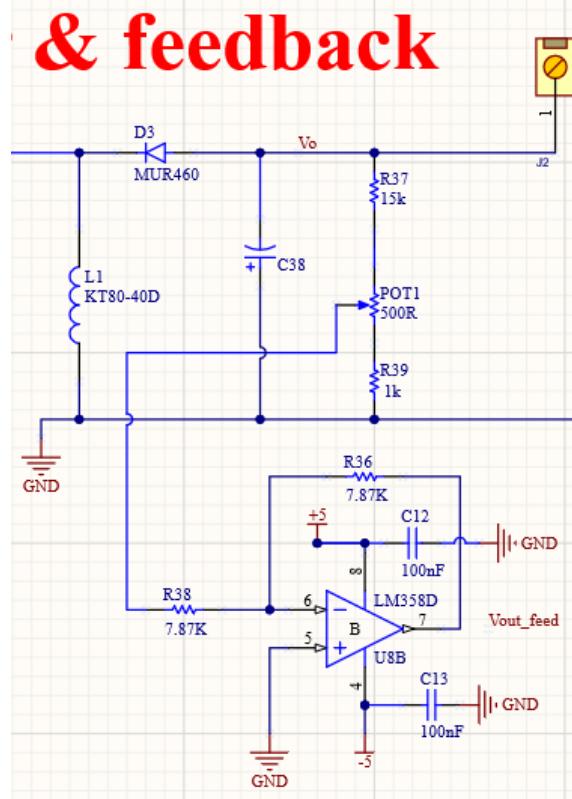
شماره گروه: ۲	شماره سند: IIE1402FP	نوع سند: گزارش فنی
پروژه پایانی الکترونیک صنعتی	دانشگاه تهران	تاریخ: ۱۴۰۲/۰۴/۲۰

حالا باید این مسئله را ذکر کنیم که برای جلوگیری از اثرگذاری نویزهای فرکانس بالا و ایجاد نوسانات ولتاژی روی پایه های تغذیه‌ی آپ‌امپ، خازن‌های bypass را موازی با پین‌های تغذیه‌ی آپ‌امپ، متصل به زمین قرار میدهند تا در فرکانس‌های بالا، اتصال کوتاه شوند و نویز را به زمین، منتقل کنند؛ مقدار این خازن‌ها بر اساس پرسش از چت جی پی تی (تصویر ۲.۲۶)، معمولاً از ۱۰۰ نانوفاراد تا ۱۰۰۰ نانوفاراد میباشد؛ پس دو خازن ۱۰۰۰ نانوفاراد را موازی با تغذیه‌های مثبت و منفی ۵ ولت LM358D میکروفاراد میباشد؛ قرار میدهیم.

Bypass capacitors are typically placed as close as possible to the power supply and ground pins of the active components in the circuit. They are usually small in value (typically in the range of $0.1 \mu\text{F}$ to $10 \mu\text{F}$) and are selected based on the frequency range of the noise that needs to be filtered out.

تصویر ۲.۲۶. مقدار معمول خازن‌های bypass

طراحی بخش فیدبک ولتاژی به کمک تقسیم مقاومتی تمام شد. شماتیک کامل طراحی این بخش را در تصویر ۲.۲۷ میبینیم.



تصویر ۲.۲۷. شماتیک قسمت خروجی مبدل به همراه مدار فیدبک

شماره گروه: ۲	شماره سند: IIE1402FP	نوع سند: گزارش فنی
پروژه پایانی الکترونیک صنعتی	دانشگاه تهران	تاریخ: ۱۴۰۲/۰۴/۲۰

طراحی گیت درایو

حالا میخواهیم بخش گیت درایو را طراحی کنیم. هدف از این بخش، اینست که چگونه بدون هیچ مشکلی، ولتاژ خروجی میکروکنترلر و TL494 را به گیت کلید بدھیم تا روشن و خاموش شدن کلید را به نحوی کنترل کنند تا خروجی مبدل، روی ولتاژ مطلوبمان(منفی ۳۰ ولت)، تنظیم شود. کلیدهای ماسفت، در گیت خودشان، یک خازن معادل ورودی(C_{iss}) دارند که روشن و خاموش شدن کلید ماسفت، به ترتیب، منوط به شارژ شدن و دشارژ شدن این خازن است؛ اگر فرض کنیم که Qg، میزان بار لازم برای شارژ و دشارژ کافی خازن ورودی برای روشن و خاموش شدن کلید باشد و Ig، جریان گذرنده از گیت کلید باشد و tg، زمان لازم برای شارژ و دشارژ کافی خازن ورودی باشد، داریم که Ig * tg = Qg؛ بر اساس این رابطه، اگر بخواهیم خیلی سریع، کلید را روشن و خاموش کنیم به طوری که تا حد ممکن به حالت ایده آل که روشن و خاموش شدن آنی کلید پس از اعمال فرمان بود، نزدیک باشد، باید جریان گذرنده از گیت، خیلی بالا باشد(یا به عبارت دیگر، مقاومت گیت(مقاومتی که خودمان در گیت ماسفت قرار میدهیم)، خیلی کم باشد) که باعث میشود که گیت کلید، بسوزد؛ از طرفی هم اگر این جریان را بیش از حد کم کنیم(یا به عبارت دیگر، مقاومت گیت را بیش از حد، زیاد کنیم) تا مشکلی برای کلید ایجاد نشود، tg به حدی زیاد میشود که از حالت ایده آل روشن و خاموش شدن کلید، فاصله بیش از حد میگیریم و زمان روشن و خاموش شدن کلید، در مقایسه با زمان های کل تقریبی وصل بودن و قطع بودن کلید، یعنی DTs و DTS (1-D) که D، دوره کار کلیدزنی است و TS، دوره تناوب کلید زنی است، غیر قابل صرفنظر میشوند و عملکرد صحیح مبدل را دچار اختلال میکند؛ لذا باید این جریان گذرنده از گیت، مقدار متعادلی داشته باشد؛ پس محاسبه می مقاومت گیت، یکی از کارهایی است که باید در این بخش، انجام دهیم؛ مثلا به عنوان یک محاسبه تقریبی، بر اساس دیتاشیت کلید انتخابی در قسمت اول، یعنی کلید IRF9520، (تصاویر ۲.۲۸ و ۲.۲۹)، به ازای ولتاژ گیت سورس منفی ۱۵ ولت(دلیل مقدار ۱۵ ولت را خواهیم گفت)، Qg تقریباً برابر با ۱۷ نانوکولن است؛ از طرف دیگر، دوره تناوب کلیدزنی، برابر است با ۱/۴۰۰۰۰ ثانیه که اگر زمان روشن و خاموش شدن مطلوب کلید را کوچکتر مساوی ۰.۰۱ دوره تناوب کلیدزنی در نظر بگیریم، برای مقدار جریان Ig داریم:

$$Ig = \frac{Qg}{tg} \quad \text{و} \quad tg \leq \left(\frac{0.01}{40000} \right) \approx 250\text{ns} \quad \text{و} \quad Qg \approx 17nC \rightarrow Ig \geq \left(\frac{17}{250} \right) \approx 68mA$$

Total gate charge	Q _g	V _{GS}	I _D = -6.8 A, V _{DS} = -80 V, see fig. 6 and 13 ^b	-	-	18	nC
Gate-source charge	Q _{gs}			-	-	3.0	
Gate-drain charge	Q _{gd}			-	-	9.0	

تصویر ۲.۲۸. مورد اول، نمایانگر کل بار لازم برای شارژ و دشارژ خازن ورودی گیت کلید، بر اساس ولتاژ گیت سورس برابر با منفی ۱۰ ولت

شماره گروه: ۲	شماره سند: IIE1402FP	نوع سند: گزارش فنی
پروژه پایانی الکترونیک صنعتی	دانشگاه تهران	تاریخ: ۱۴۰۲/۰۴/۲۰

از آنجایی که در دیتاشیت میکروکنترلر، محدوده‌ی توصیه شده‌ی جریان خروجی پایه‌های ورودی- خروجی آن را نیافتم، بر اساس پرسش از چت جی پی تی (تصویر ۲.۳۰)، این مقدار را ۲۰ تا ۲۵ میلی آمپر در نظر گرفتم؛ پس جریان خروجی میکروکنترلر نمیتواند جریان I_g لازم را تامین کند؛ پس نمیتوان میکروکنترلر را مستقیماً به کمک یک مقاومتی، به گیت کلید، متصل کرد؛ پس نیاز به یک مداری داریم که ولتاژ خروجی تقریبی ۵ ولت میکروکنترلر را بگیرد و در خروجی خودش، جریان لازم برای شارژ و دشارژ خازن ورودی گیت را فراهم کند و از لحاظ الکتریکی، میکروکنترلر را از گیت کلید، ایزوله کند تا میکروکنترلر، آسیب نبیند؛ بر اساس پیشنهاد استاد درس و تهیه‌ی این قطعه توسط ایشان، از یک اپتوکوپلر مخصوص درایو گیت به نام HCPL3120 به عنوان این مدار واسطه، استفاده کردیم.

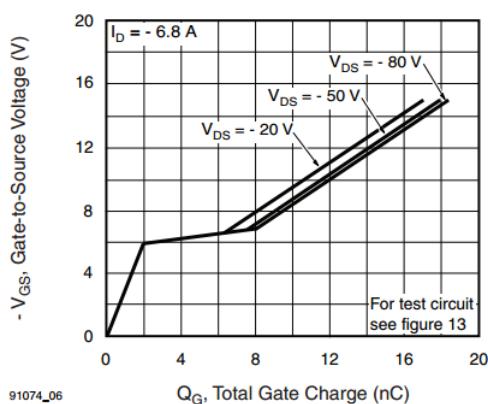


Fig. 6 - Typical Gate Charge vs. Gate-to-Source Voltage

تصویر ۲.۳۹. نمودار Qg بر حسب اندازه‌ی ولتاژ گیت سورس

ChatGPTBot | Midjourney bot

How much is current limitation of io pins of ATMEGA8A-PU? 19:22

The ATmega8A-PU is a microcontroller from Atmel (now Microchip) that belongs to the AVR family. When it comes to the current limitations of its I/O pins, we need to consider the maximum current that can be sourced or sunk by each pin.

According to the ATmega8A-PU datasheet, the absolute maximum current per I/O pin is specified as 40 mA for both sourcing and sinking. However, it is important to note that exceeding this limit can lead to potential damage to the microcontroller.

To ensure safe operation and prevent possible damage, it is generally recommended to keep the current flowing through an I/O pin within the range of 20-25 mA. This allows for a margin of safety and helps prevent excessive heat generation and potential damage to the microcontroller.

تصویر ۲.۳۰. محدودیت جریان پایه‌های ورودی- خروجی میکروکنترلر

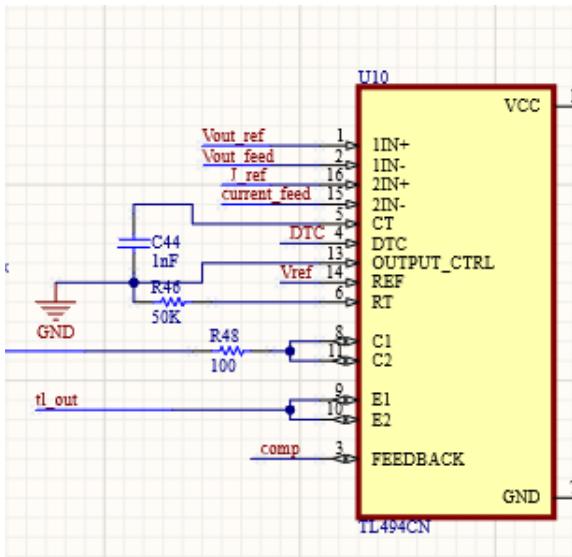
در رابطه با TL494 هم بر اساس دیتاشیت آن (تصویر ۲.۳۱)، حداکثر جریان خروجی هر ترانزیستور (جریان کلکتور یا امیتر هر ترانزیستور)، ۲۰۰ میلی آمپر است؛ لذا بر اساس شماتیک طراحی انجام شده در بخش (تصویر ۲.۳۲) که دو امیتر، به یکدیگر متصل شده‌اند، حداکثر جریان خروجی TL494، ۴۰۰ میلی آمپر است؛ پس با اینکه برای جریانهای $I_g = 400\text{mA}$ تا $I_g = 67\text{mA}$ اتصال مستقیم TL494 از طریق یک مقاومت به گیت کلید، مشکلی ایجاد نمیکند؛ اما برای احتیاط، برای عملکرد صحیح در جریان‌های احتمالی بالاتر، بهتر است این آی سی را هم از طریق همان اپتوکوپلر، به گیت کلید، متصل کنیم. البته لازم به ذکر است که در هر زمان، یا میکروکنترلر باید درایو گیت را انجام دهد و یا TL494، پس از طریق یک جامپر سه تایی که میکروکنترلر، TL494 و اپتوکوپلر، به آن، متصل هستند، این کار را انجام میدهیم.

شماره گروه: ۲	شماره سند: IIE1402FP	نوع سند: گزارش فنی
پروژه پایانی الکترونیک صنعتی	دانشگاه تهران	تاریخ: ۱۴۰۲/۰۴/۲۰

recommended operating conditions

	TL494I	TL493C TL494C TL495C		UNIT
	MIN	MAX	MIN	MAX
Supply voltage, V_{CC}	7	40	7	40
Amplifier input voltages, V_I	-0.3	$V_{CC} - 2$	-0.3	$V_{CC} - 2$
Collector output voltage, V_O	40		40	V
Collector output current (each transistor)	200		200	mA

تصویر ۲.۳۱. مورد چهارم، بیانگر محدوده‌ی توصیه شده‌ی جریان خروجی (کلکتور) هر ترانزیستور در TL494



تصویر ۲.۳۲. اتصال پایه‌های ۹ و ۱۰ به یکدیگر به عنوان خروجی

میدانیم که عملکرد اپتوكوپلر به این صورت است که با اعمال ولتاژ کافی در ورودی آن، یک LED روشن میشود و فوتون های ساعت شده از آن، جریانی در بخش خروجی، القا میکنند که ولتاژ خروجی را تا نزدیک مقدار ولتاژ منبع تغذیه‌ی مثبت میبرد؛ پس بخش های ورودی و خروجی اپتوكوپلر، ارتباط نوری دارند و از لحاظ الکتریکی، ایزوله هستند؛ اما این ایزولاسیون الکتریکی، یک حدی دارد؛ به طوری که بر اساس دیتاشیت HCPL3120(تصویر ۲.۳۳)، اگر نرخ تغییرات ولتاژ در خروجی، بیش از مقدار ۳۵ کیلوولت بر میکروثانیه باشد، این تغییرات ولتاژ در خروجی، اثرش را در ورودی میگذارد و ایزولاسیون الکتریکی را از بین میبرد؛ پس لازم است برای اطمینان از عدم آسیب دیدن احتمالی میکروکنترلر در اثر این شکست ایزولاسیون، از یک بافر که قیمت کمتری نسبت به میکروکنترلر دارد(تصاویر ۲.۳۴ و ۲.۳۵)، بین میکروکنترلر و اپتوكوپلر استفاده کنیم که بر اساس پیشنهاد استاد درس، از بافر D74HC125D استفاده کردیم. این آی سی، ۴ تا بافر داخلی دارد(تصویر ۲.۳۶) که جدول صحت عملکرد هر کدام از آن ها در تصویر ۲.۳۷ میبینیم که طبیعتاً ما از یکی از بافرها استفاده کردیم. بر اساس محدوده مجاز ولتاژ ورودی و ولتاژ تغذیه‌ی ذکر شده در دیتاشیت این آی سی(تصویر ۲.۳۸) و بر این اساس که ولتاژ ورودی به این آی سی، ولتاژ خروجی میکروکنترلر است که از ۰ ولت تا ۵ ولت است، ولتاژ تغذیه‌ی این آی سی را همان ۵

شماره گروه: ۲	شماره سند: IIE1402FP	نوع سند: گزارش فنی
پروژه پایانی الکترونیک صنعتی	دانشگاه تهران	تاریخ: ۱۴۰۲/۰۴/۲۰

ولت در نظر میگیریم. لازم به ذکر است که مثل هر آی سی دیگری، باید موازی با پین تغذیه، متصل به زمین، خازن Bypass با مقدار ۱۰۰ نانوفاراد را قرار دهیم.

FOD3120 High Noise Immunity, 2.5 / Gate Drive Optocoupler

Features

- High Noise Immunity Characterized by 35 kV/μs Minimum Common Mode Rejection

تصویر ۲.۳۳. میزان ایزولاسیون ورودی و خروجی

HCPL3120

ATMEGA8A-PU



آی سی ATMEGA8A-16PU میکروکنترلر ۸ بیتی سری ATMEGA8 میباشد. این آی سی از نوع صنعتی و DIP بوده و کلک ۱۶ مگاهرتز را نیز می پذیرد.

افزون به بروزه
مشاهده جزئیات
مشاهده محصول

فروشنده: سیلیکون	وضعیت: نو	ارسال از: ۱ روزکاری
(جدید)	دیگر	دیگر
موجودی انبار: 2000 قلم	حداقل تعداد قابل سفارش: 100 قلم	قیمت: 817,500 ریال

74HC125D



آی سی 74HC125D Bus Buffer Gates خانواده High-Speed CMOS Logic با حداکثر ولتاژ تغذیه تکی ۵ ولت از نوع SMD می باشد.

افزون به بروزه
مشاهده جزئیات
مشاهده محصول

وضعیت: نو	(جدید)	موجودی انبار: 8404 قلم
حداقل تعداد قابل سفارش: 1 قلم	قیمت: 54,609 ریال	

تصویر ۲.۳۴. قیمت بافر خریداری شده

8. Truth Table

Input \bar{G} (74HC125D)	Input G (74HC126D)	Input A	Output Y
H	L	X	Z
L	H	L	L
L	H	H	H

X: Don't care

Z: High impedance

تصویر ۲.۳۷. جدول صحبت عملکردی هر کدام از بافرهای 74HC125D

TOSHIBA

5. Pin Assignment

74HC125D

(top view)

تصویر ۲.۳۶. مدار داخلی 74HC125D

10. Operating Ranges (Note)

Characteristics	Symbol	Test Condition	Rating	Unit
Supply voltage	V_{CC}	—	2.0 to 6.0	V
Input voltage	V_{IN}	—	0 to V_{CC}	V
Output voltage	V_{OUT}	—	0 to V_{CC}	V
Operating temperature	T_{opr}	—	-40 to 125	°C
Input rise and fall times	t_r, t_f	—	0 to 50	μs

Note: The operating ranges must be maintained to ensure the normal operation of the device.
Unused inputs must be tied to either V_{CC} or GND.

تصویر ۲.۳۱. ذکر محدوده ای مجاز ولتاژهای تغذیه، ورودی و خروجی 74HC125D در سه مورد اول

بر اساس نکته‌ی گفته شده در انتهای جدول موجود در تصویر ۲.۳۸، تمام ورودی‌های استفاده نشده را زمین کردیم.

دانشکدگان فنی دانشگاه تهران - پروژه پایانی الکترونیک صنعتی - بهار ۱۴۰۲

۲۴

شماره گروه: ۲	شماره سند: IIE1402FP	نوع سند: گزارش فنی
پروژه پایانی الکترونیک صنعتی	دانشگاه تهران	تاریخ: ۱۴۰۲/۰۴/۲۰

حالا باید بصورت دقیق تر، دیتاشیت اپتوکوپلر را بررسی کنیم؛ در بخش ورودی، بر اساس دیتاشیت (تصاویر ۲.۳۹ و ۲.۴۰ و ۲.۴۱)، هنگام روشن شدن LED، جریان گذرنده از آن را ۱۰ میلی آمپر و ولتاژ آستانه‌ی روشن شدن آن را ۱.۵ ولت در نظر می‌گیریم و بر اساس اینکه ولتاژ خروجی میکرو برای روشن شدن LED ۵ ولت است، مقدار مقاومت لازم برای اتصال خروجی میکرو به ورودی اپتوکوپلر (R_in) را محاسبه می‌کنیم.

Recommended Operating Conditions

The Recommended Operating Conditions table defines the conditions for actual device operation. Recommended operating conditions are specified to ensure optimal performance to the datasheet specifications. Fairchild does not recommend exceeding them or designing to absolute maximum ratings.

Symbol	Parameter	Value	Unit
T _A	Ambient Operating Temperature	-40 to +100	°C
V _{DD} – V _{SS}	Power Supply	15 to 30	V
I _{F(ON)}	Input Current (ON)	7 to 16	mA

تصویر ۲.۳۹. مورد سوم، بیانگر محدوده جریان توصیه شده‌ی گذرنده از LED در هنگام روشن بودن

Electrical Characteristics

Apply over all recommended conditions, typical value is measured at V_{DD} = 30 V, V_{SS} = Ground, T_A = 25°C unless otherwise specified.

Symbol	Parameter	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V _F	Input Forward Voltage	I _F = 10 mA	1.2	1.5	1.8	V

تصویر ۲.۴۰. ولتاژ آستانه‌ی LED در هنگام روشن بودن با جریان ۱۰ میلی آمپر و در دمای ۲۵ درجه با تغذیه‌ی ۳۰ ولت

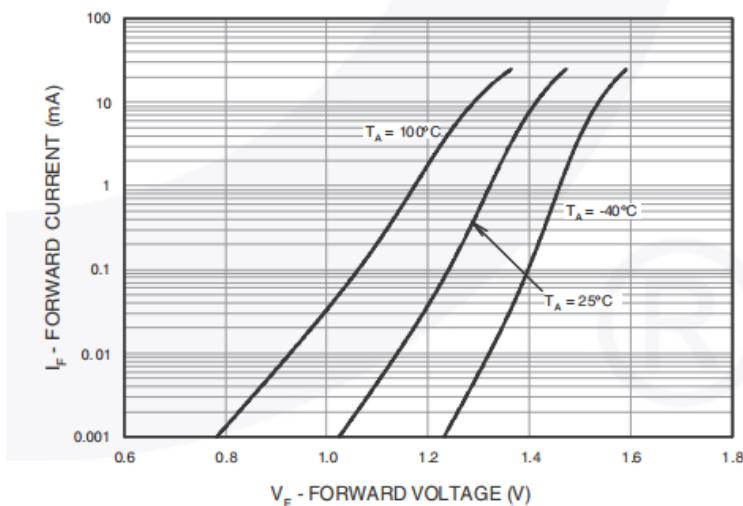


Fig. 20 Input Forward Current vs. Forward Voltage

تصویر ۲.۴۱. نمودار تغییرات ولتاژ آستانه‌ی LED بر حسب جریان گذرنده از آن در سه دمای مختلف

شماره گروه: ۲	شماره سند: IIE1402FP	نوع سند: گزارش فنی
پروژه پایانی الکترونیک صنعتی	دانشگاه تهران	تاریخ: ۱۴۰۲/۰۴/۲۰

$$R_{in} = \frac{v_{out micro} - v_f}{i_f} = \frac{5 - 1.5}{0.01} = 350 \rightarrow R_{in} = 330$$

$$\rightarrow i_f = \frac{5 - 1.8}{330} \approx 9.7mA \text{ و } i_f = \frac{5 - 1.2}{330} \approx 11.52mA$$

کمینه بیشینه

میبینیم که محدوده جریان بدست آمده بر اساس مقاومت انتخاب شده، مناسب است.



تصویر ۲.۴۲. موجودی بازار برای مقاومت ۳۳۰ اهم

حالت صحیح عملکردی ای که از اپتوكوپلر انتظار داریم، اینست که وقتی LED خاموش باشد، خروجی، ولتاژ نزدیکی به VSS (تغذیه‌ی پایینی) داشته باشد و وضعیت ولتاژی اش، LOW باشد و وقتی LED روشن باشد، خروجی، ولتاژ نزدیکی به VDD داشته باشد و وضعیت ولتاژی اش، HIGH باشد، بر اساس دیتاشیت (تصویر ۲.۴۳)، برای چنین عملکردی، مقدار VDD-VSS باید از ۱۳.۵ ولت تا ۳۰ ولت باشد که از آنجایی که ورودی مبدل، ۱۵ ولت است، VSS را به زمین متصل میکنیم و VDD را به ۱۵ ولت ورودی متصل میکنیم.

Truth Table

LED	V _{DD} -V _{SS} "Positive Going" (Turn-on)	V _{DD} -V _{SS} "Negative Going" (Turn-off)	V _O
Off	0 V to 30 V	0 V to 30 V	Low
On	0 V to 11.5 V	0 V to 10 V	Low
On	11.5 V to 13.5 V	10 V to 12 V	Transition
On	13.5 V to 30 V	12 V to 30 V	High

تصویر ۲.۴۳. جدول صحت عملکردی اپتوكوپلر

شماره گروه: ۲	شماره سند: IE1402FP	نوع سند: گزارش فنی
پروژه پایانی الکترونیک صنعتی	دانشگاه تهران	تاریخ: ۱۴۰۲/۰۴/۲۰

Functional Block Diagram

P

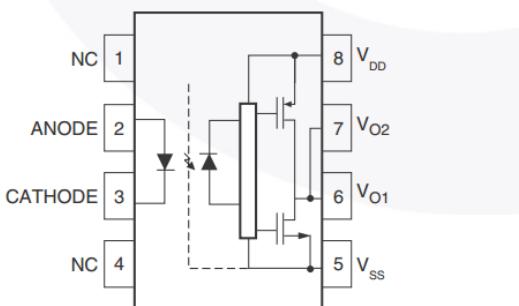


Figure 1. Functional Block Diagram⁽¹⁾

Note:

1. 0.1 μF bypass capacitor must be connected between pins 5 and 8.

تصویر ۲.۴۴. بلوک دیاگرام مدار داخلی اپتوکوپلر

بر اساس تصویر ۲.۴۴ که از دیتاشیت اپتوکوپلر برداشته شده است، دو خروجی که به صورت داخلی به یکدیگر متصل شده اند را از بیرون نیز به یکدیگر متصل میکنیم. بر اساس نکته ای که قبلاً ذکر کردیم و در پایین تصویر ۲.۴۴، ذکر شده است، بین دو تغذیه، یک خازن 100 nF فاراد باید قرار دهیم.

قبلاً گفته شد که مقاومت گیت (Mcawatt گیت) که خروجی اپتوکوپلر را به گیت کلید، متصل میکند)، باید مقدار متعادلی داشته باشد. میدانیم که ترکیب این مقاومت و خازن ورودی گیت کلید (C_{iss}) که مقدارش را بر اساس دیتاشیت (تصاویر ۲.۴۵، ۲.۴۶ و ۲.۴۷) بدست می آوریم، یک مدار RC تشکیل میدهد که در زمان تقریبی $5RC$ ، این خازن، شارژ و یا دشارژ میشود که به معنای روشن و یا خاموش شدن کلید است؛ پس، بعد از بدست آوردن مقدار خازن ورودی، به عنوان یک محاسبه‌ی تقریبی، اگر زمان روشن و خاموش شدن مطلوب کلید را کوچکتر مساوی $1/40000$ دوره تناوب کلیدزنی که برابر است با $1/40000$ ثانیه، در نظر بگیریم، مقدار مقاومت گیت را محاسبه میکنیم.

The capacitance (C_{iss}) is read from the capacitance curve at a voltage corresponding to the off-state condition when calculating $t_{d(on)}$ and is read at a voltage corresponding to the on-state when calculating $t_{d(off)}$.

تصویر ۲.۴۵. توضیح نحوه‌ی در نظر گیری خازن ورودی گیت در هر حالت روشن و یا خاموش شدن کلید

Dynamic					
Input capacitance	C_{iss}	$V_{GS} = 0 \text{ V},$ $V_{DS} = -25 \text{ V},$ $f = 1.0 \text{ MHz, see fig. 5}$	-	390	-
Output capacitance	C_{oss}		-	170	-
Reverse transfer capacitance	C_{rss}		-	45	-

تصویر ۲.۴۶. مورد اول، بیانگر میزان خازن ورودی گیت در حالت خاموش بودن گیت با اندازه ولتاژ درین سورس برابر با ۲۵ ولت

شماره گروه: ۲	شماره سند: IIE1402FP	نوع سند: گزارش فنی
پروژه پایانی الکترونیک صنعتی	دانشگاه تهران	تاریخ: ۱۴۰۲/۰۴/۲۰

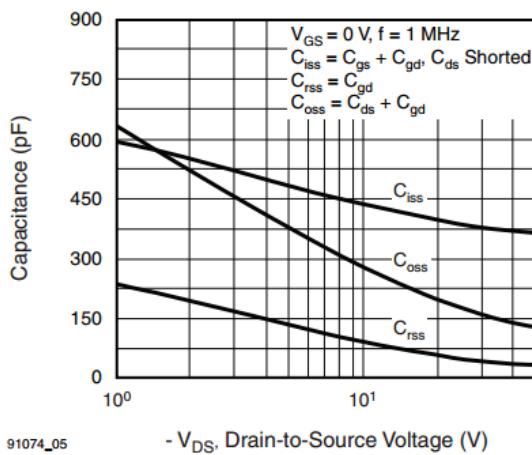


Fig. 5 - Typical Capacitance vs. Drain-to-Source Voltage

تصویر ۲.۴۷. نمودار خازن های معروف کلید بر حسب ولتاژ سورس درین کلید

میدانیم که در حالت روشن بودن کلید، ولتاژ درین سورس کلید، مقدار کمی دارد و ولتاژ گیت سورس، مقدار بالایی دارد و در حالت خاموش بودن کلید، برعکس است؛ لذا بر اساس تصاویر ۲.۴۶ و ۲.۴۷، مقدار خازن ورودی گیت کلید را با این فرض که تغییر ولتاژ سورس گیت از ۰ ولت تا ۱۵ ولت، تغییر خاصی در مقدار خازن ورودی گیت کلید، ایجاد نمیکند، در حالت روشن بودن، برابر با ۶۰۰ پیکوفاراد میگیریم و در حالت خاموش بودن، با ولتاژ سورس درین برابر با ۴۵ ولت که مربوط به مدار مبدل ما با ورودی ۱۵ ولت و خروجی منفی ۳۰ ولت است، برابر با ۳۷۵ پیکوفاراد میگیریم؛ پس برای مقدار مقاومت گیت داریم:

$$(t_{on} = 5R_g * C_{iss_{off}}) \leq \left(\frac{0.01}{40000} \approx 250\text{ns} \right) \rightarrow Rg \leq (50\text{ns}/375\text{pF}) \rightarrow Rg \leq 133$$

$$(t_{off} = 5R_g * C_{iss_{on}}) \leq \left(\frac{0.01}{40000} \approx 250\text{ns} \right) \rightarrow Rg \leq (50\text{ns}/600\text{pF}) \rightarrow Rg \leq 83$$

بر اساس محاسبات بالا، مثلاً یک مقاومت ۱۵ اهمی را به عنوان مقاومت گیت، در نظر میگیریم.

R15 1206 5%

مقاومت ۱۵ اهم SMD کد 1206 با خطای ۵ درصد رول این قطعه شامل 5000 عدد و خرید بالای این تعداد تخفیف دارد.

[مشاهده جزئیات](#) [افزودن به بروزه](#) [مشاهده محصول](#)

وضعیت: نو (جدید)

موجودی انبار: 9000 قلم

حداقل تعداد قابل سفارش: 100 قلم

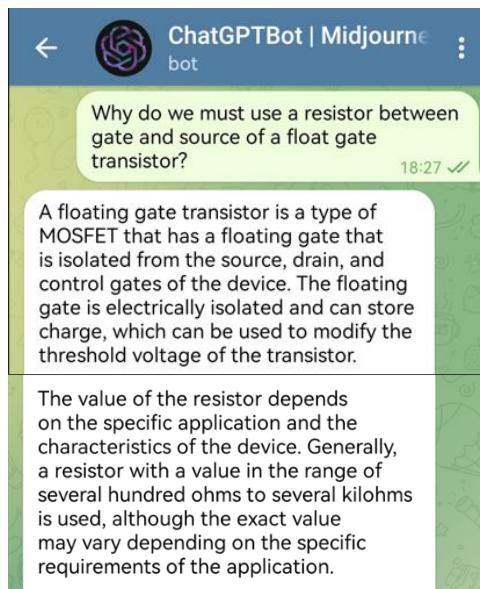
قیمت: 981 ریال

[افزودن به سبد](#) + 100 -

تصویر ۲.۴۸. موجودی مقاومت ۱۵ اهم در بازار

شماره گروه: ۲	شماره سند: IIE1402FP	نوع سند: گزارش فنی
پروژه پایانی الکترونیک صنعتی	دانشگاه تهران	تاریخ: ۱۴۰۲/۰۴/۲۰

به عنوان نکته آخر باید بگوییم که در موقوعی که در توسط میکروکنترلر و یا TL494، فرمانی به گیت کلید، اعمال نمیشود، ممکن است خازن ورودی گیت کلید، در اثر نویز، دچار تغییرات ناخواسته‌ی ولتاژی شود و کلیدزنی‌های ناخواسته‌ای را انجام دهد؛ برای جلوگیری از این اتفاق، مقاومتی بین گیت و سورس کلید، قرار میدهند که بر اساس توصیه‌ی خود استاد در ویدئوهای آموزشی درایو گیت ماسفت و پرسش از چت جی پی تی (تصویر ۲.۴۹)، مقدار این مقاومت را ۱۰ کیلو اهم در نظر گرفتیم.



تصویر ۲.۴۹. مقدار مقاومت بین گیت و سورس



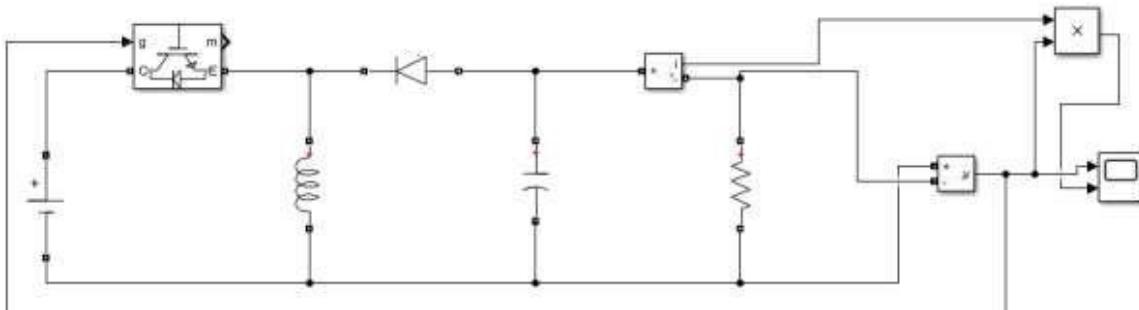
تصویر ۲.۵۰. موجودی مقاومت ۱۰ کیلو اهم در بازار

شماره گروه: ۲	شماره سند: IIE1402FP	نوع سند: گزارش فنی
پروژه پایانی الکترونیک صنعتی	دانشگاه تهران	تاریخ: ۱۴۰۲/۰۴/۲۰

بخش ۳ - شبیه‌سازی

این شبیه‌سازی بر اساس مقادیر بدست آمده در قسمت اول پروژه، یعنی سلف ۴۵۰ میکروهانتری، خازن ۶۰۰ میکروفارادی و مقاومت ۱۸ اهمی صورت گرفته است.

با اضافه کردن دیود و کلید، مدار بسته شده در سیمولینک مطلب به شرح زیر است.

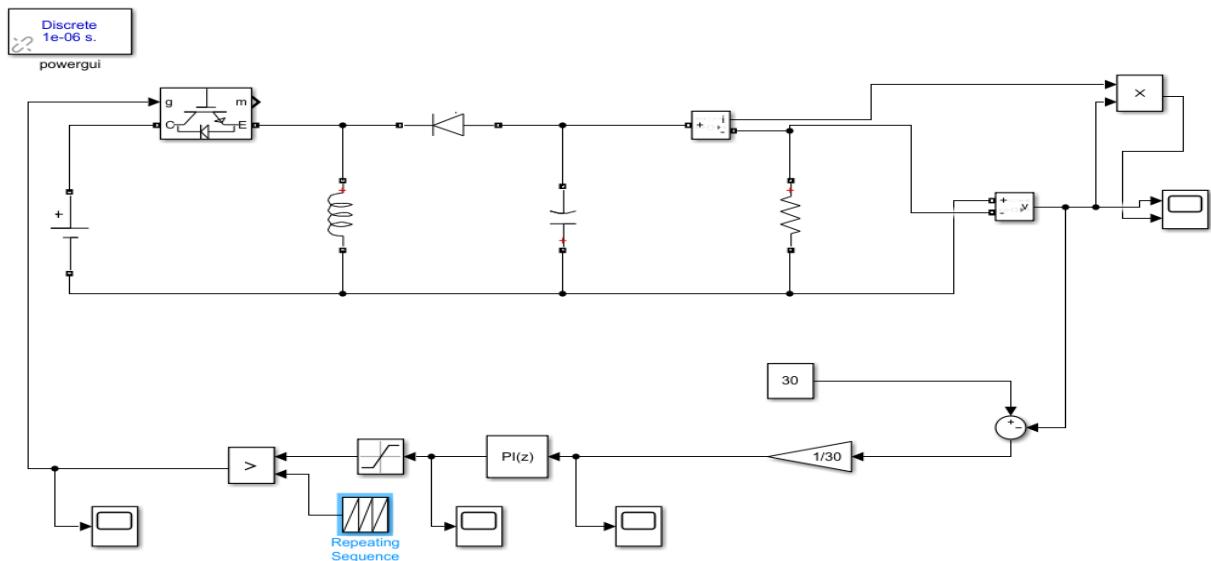


تصویر ۳.۱. مدار مبدل در سیمولینک

در قدم بعد باید کنترل کننده PI را طراحی کنیم. این کنترل کننده به گونه‌ای هست که قرینه‌ی ولتاژ خروجی را با ولتاژ مورد نظر ما (۳۰ ولت) مقایسه میکند و بر اساس آن، به بلوک سوییچ زنی که به گیت کلید متصل است، دستور سوییچ زنی را میدهد.

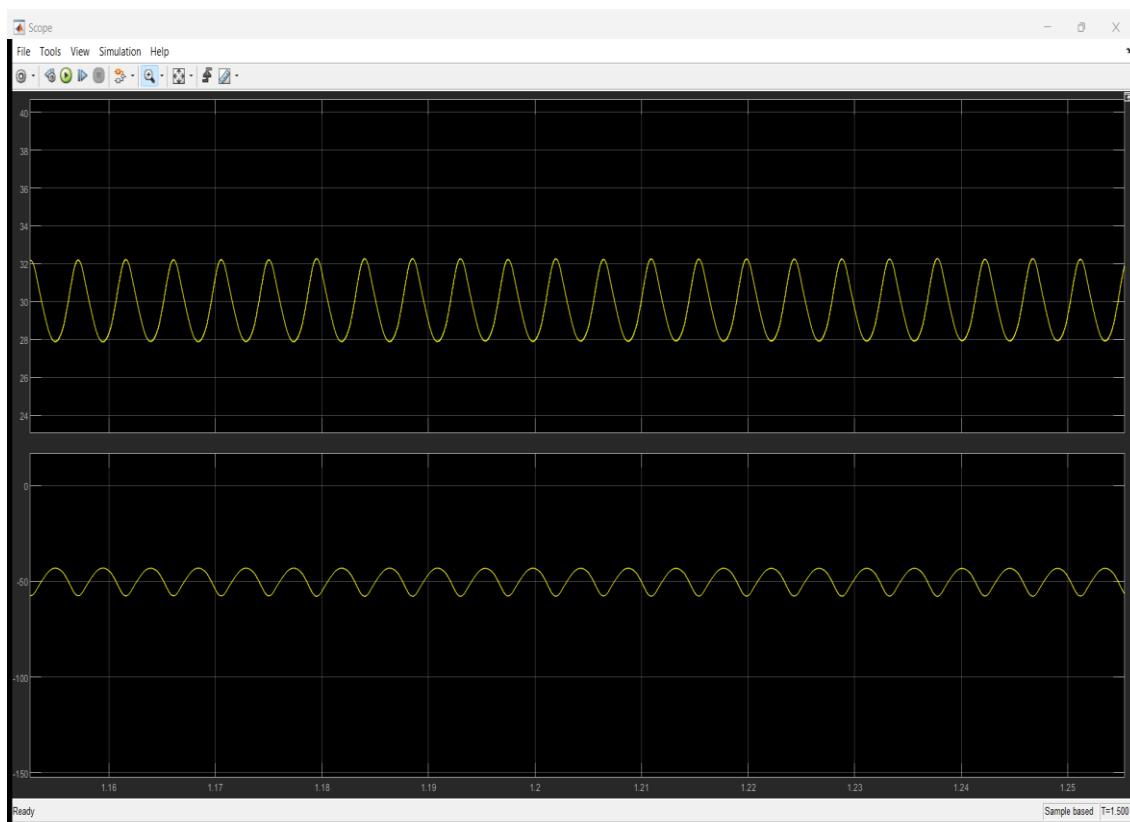
در بلوک کنترل کننده PI با زدن گزینه Tune، صفحه ظاهر میشود که میتوان یک plant تعريف کرد سپس گزینه Simulink data را زده و بنابر تجربه و آزمون و خطا، مقدار offset را ۰.۱۵ و دامنه را ۰.۳ تنظیم میکنیم و سپس ران میگیریم؛ در این مرحله، نرم افزار بین ولتاژ ورودی و عددی که باید مقایسه کند محاسباتی را انجام می‌دهد و در اخر با زدن گزینه auto estimate پارامتر های p و a را دریافت میکنیم. لازم به ذکر است در خروجی کنترل کننده مدار های سوییچینگ حتما باید اشباع کننده نیز گذاشته شود تا در عملکرد مقایسه کننده موج دندان اره‌ای، اختلالی به وجود نیاید؛ بر اساس توضیحات داده شده، مدار تکمیل شده، به صورت زیر میشود.

شماره گروه: ۲	شماره سند: IIE1402FP	نوع سند: گزارش فنی
پروژه پایانی الکترونیک صنعتی	دانشگاه تهران	تاریخ: ۱۴۰۲/۰۴/۲۰



تصویر ۳.۲. مدار تکمیل شده در سیمولینک

شكل موج های ولتاژ خروجی و توان خروجی اندازه گیری شده در مدار بالا را در تصویر زیر میبینیم.

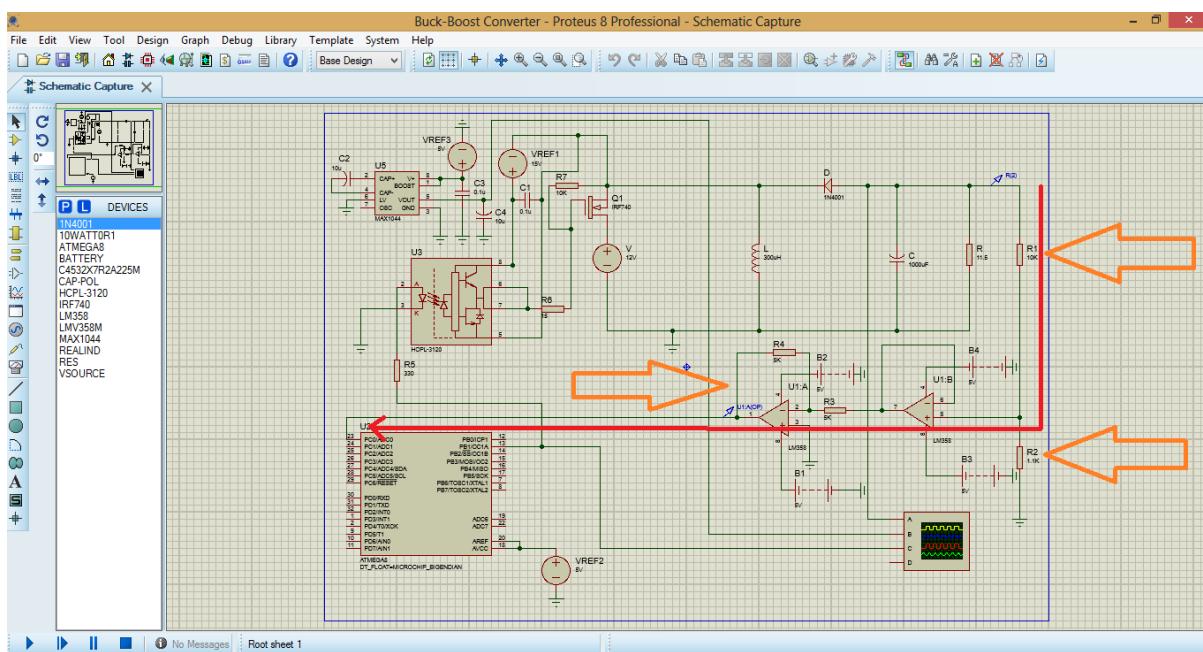


تصویر ۳.۳. شکل موج های اندازه ی ولتاژ خروجی(بالایی) و توان مصرف شده در مقاومت خروجی(پایینی)

شماره گروه: ۲	شماره سند: IIE1402FP	نوع سند: گزارش فنی
پروژه پایانی الکترونیک صنعتی	دانشگاه تهران	تاریخ: ۱۴۰۲/۰۴/۲۰

بخش ۴ - کدنویسی کنترل کننده با میکروکنترلر ATMEGA8 واحد ADC

برای کنترل کردن ولتاژ خروجی، ابتدا نیاز است که ولتاژ خروجی مبدل را بدانیم. برای این منظور، از خروجی مبدل یک فیدبک می‌گیریم. از جایی که ولتاژ خروجی ۳۰ ولت است، نمی‌توان خروجی را مستقیم به پایه آنالوگ میکروکنترلر وصل کرد (اگر ۳۰ ولت را به پین میکرو وصل کنیم، میکرو می‌سوزد)، به همین دلیل مطابق با تصویر زیر، ابتدا با یک تقسیم مقاومتی ولتاژ فیدبک را از ۳۰ ولت به ۳ ولت (یک دهم) کاهش میدهیم تا بتوان آن را به پین میکرو متصل کرد، سپس با یک آپ امپ ولتاژ خروجی را معکوس می‌کنیم (چون ولتاژ خروجی مبدل باک بوست منفی است)، درنتیجه ولتاژی که به پایه آنالوگ میکرو، به صورت فیدبک، داده می‌شود، ولتاژی مثبت و برابر با ۰.۱ ولتاژ خروجی خواهد بود.

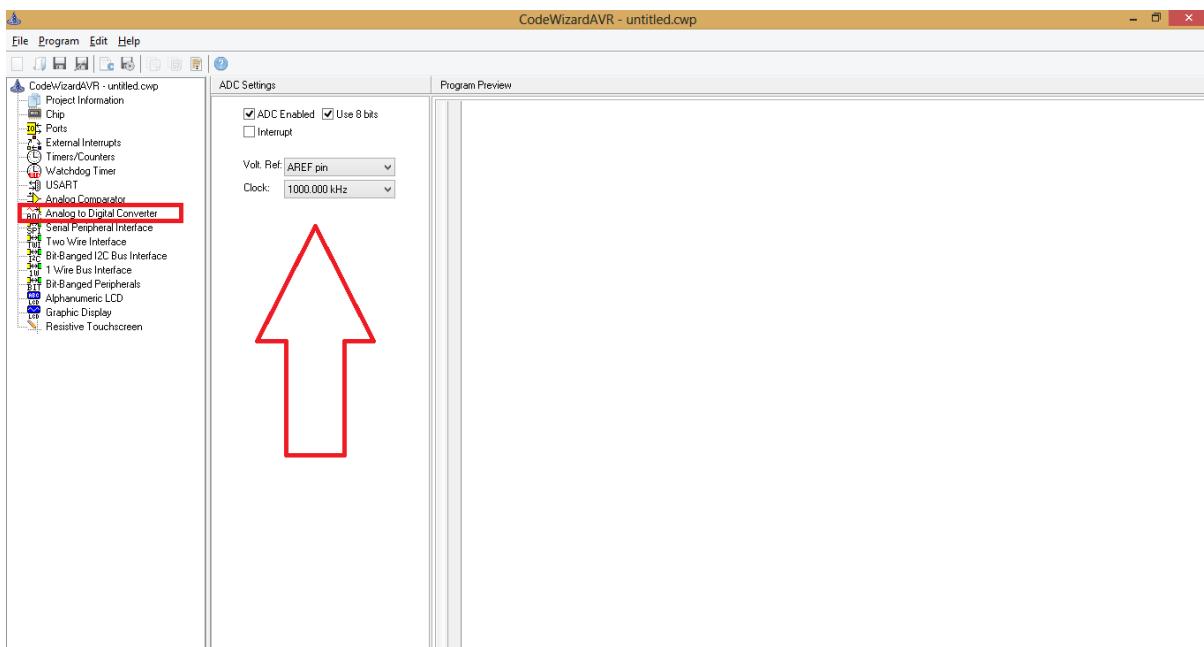


تصویر ۴.۱. ایجاد ولتاژ مناسب از روی ولتاژ خروجی برای پین ADC میکروکنترلر

شماره گروه: ۲	شماره سند: IE1402FP	نوع سند: گزارش فنی
پروژه پایانی الکترونیک صنعتی	دانشگاه تهران	تاریخ: ۱۴۰۲/۰۴/۲۰

تنظیمات واحد ADC

بعد از اینکه ولتاژ خروجی به پایه آنالوگ میکرو فیدبک داده شد، نیاز است که تنظیمات واحد ADC جهت تبدیل ولتاژ آنالوگ به ولتاژ دیجیتال را مطابق با تصویر زیر تعیین کنیم:



تصویر ۴.۳. تنظیمات واحد ADC

مطابق با تصویر فوق، واحد ADC ۸ بیتی است و ولتاژ مرجع آن از پین *AREF* تعیین می شود. بنابراین ولتاژ دیجیتالی که میکرو دریافت می کند برابر است با:

$$V_{Digital} = \frac{V_{analog}}{V_{ref}} \times 255$$

در رابطه فوق، V_{analog} ولتاژ آنالوگ فیدبک داده شده به پین آنالوگ میکرو است.

در واقع واحد ADC، مقداری بین ۰ تا 2^8 تولید می کند. اگر ولتاژ آنالوگ ورودی از ۰ کمتر باشد، مقدار ۰ و اگر ولتاژ آنالوگ ورودی از V_{ref} بیشتر باشد، مقدار ۲۵۵ توسط واحد ADC تولید می شود.

نوع سند: گزارش فنی	شماره سند: IIE1402FP	شماره گروه: ۲
تاریخ:	دانشگاه تهران	پروژه پایانی الکترونیک صنعتی

کنترل کننده

پس از اینکه ولتاژ خروجی مبدل به میکروکنترلر، فیدبک داده شد و توسط واحد ADC به مقداری دیجیتال تبدیل شد، نیاز است که مقدار دیجیتال بیان کننده ولتاژ خروجی، با ولتاژ نهایی (۳۰ ولت) مقایسه شود و متناسب با خطایی که داریم، $Duty Cycle$ را تغییر دهیم. در واقع، ابتدا ولتاژ خروجی مبدل، صفر است، سپس کنترلر با دیدن خطا، $Duty Cycle$ را افزایش می‌دهد، با افزایش $Duty Cycle$ ، بر اساس رابطه بهره ولتاژ مبدل باک بوسـت:

$$V_o = \frac{D}{1-D} V_i$$

ولتاژ خروجی نیز افزایش می‌یابد. این فرآیند ادامه یافته تا ولتاژ خروجی به مقدار نهایی (۳۰ ولت) برسد. درنتیجه خطا، صفر شده و $Duty Cycle$ ثابت می‌شود تا ولتاژ خروجی تغییر نکند و همان ۳۰ ولت باقی بماند. در صورتی که اندازه ولتاژ از ۳۰ ولت بیشتر شود، مقدار خطا، منفی شده و کنترلر، $Duty Cycle$ را کاهش می‌دهد؛ با کاهش $Duty Cycle$ ، مطابق با رابطه فوق، ولتاژ خروجی کاهش یافته تا ولتاژ خروجی روی ۳۰ ولت ثابت باقی بماند.

نکته ای که باید به آن توجه شود این است که در صورتی که تماما $Duty Cycle$ فعال باشد، کلید ماسفت همواره متصل است و درنتیجه، هیچ کلیدزنی ای صورت نگرفته، ولتاژ خروجی افزایش نیافته و با دشارژ شدن خازن، ولتاژ خروجی، صفر می‌شود.

شماره گروه: ۲	شماره سند: IE1402FP	نوع سند: گزارش فنی
پژوهه پایانی الکترونیک صنعتی	دانشگاه تهران	تاریخ: ۱۴۰۲/۰۴/۲۰

پیاده سازی کنترلر

مطابق با تصویر زیر، ابتدا ولتاژ خروجی را از واحد ADC میخوانیم:

```

CodeVisionAVR - D:\Industrial_Electronics\Buck-Boost Converter Project\CodeVision\Projects\Buck_Boost_Converter\Buck_Boost_Converter.pj
File Edit Search View Project Tools Settings Help
D:\Industrial_Electronics\Buck-Boost Converter Project\CodeVision\Projects\Buck_Boost_Converter\Buck_Boost_Converter.c
Notes Buck_Boost_Converter.c
55 // Timer1 overflow interrupt service routine
56 interrupt [TIM1_OVF] void timer1_ovf_isr(void)
57 {
58     int digital_converted_input_voltage = read_adc(); -----
59
60     float error = (10 * (122.4 - ((float)digital_converted_input_voltage))) / 51;
61
62     float proportional_term = kp * error;
63     float integral_term = last_integral_term + (ki * error);
64     float differential_term = kd * (error - last_error);
65
66     int Duty_Cycle_PWM = (proportional_term + integral_term + differential_term) * 2.65;
67
68     if(Duty_Cycle_PWM > 255)
69         Duty_Cycle_PWM = 255;
70     if(Duty_Cycle_PWM < 0)
71         Duty_Cycle_PWM = 0;
72
73     OCR1A = Duty_Cycle_PWM;
74
75     last_integral_term = integral_term;
76     last_error = error;
77
78     TCNT1H=0x00;
79     TCNT1L=0x00;
80 }

```

تصویر ۴.۳. خواندن ولتاژ خروجی

سپس مطابق با تصویر زیر، میزان خطای ولتاژ خروجی نسبت به ۳۰ ولت، محاسبه می شود:

```

CodeVisionAVR - D:\Industrial_Electronics\Buck-Boost Converter Project\CodeVision\Projects\Buck_Boost_Converter\Buck_Boost_Converter.pj
File Edit Search View Project Tools Settings Help
D:\Industrial_Electronics\Buck-Boost Converter Project\CodeVision\Projects\Buck_Boost_Converter\Buck_Boost_Converter.c
Notes Buck_Boost_Converter.c
55 // Timer1 overflow interrupt service routine
56 interrupt [TIM1_OVF] void timer1_ovf_isr(void)
57 {
58     int digital_converted_input_voltage = read_adc(); -----
59
60     float error = (10 * (122.4 - ((float)digital_converted_input_voltage))) / 51;
61
62     float proportional_term = kp * error;
63     float integral_term = last_integral_term + (ki * error);
64     float differential_term = kd * (error - last_error);
65
66     int Duty_Cycle_PWM = (proportional_term + integral_term + differential_term) * 2.65;
67
68     if(Duty_Cycle_PWM > 255)
69         Duty_Cycle_PWM = 255;
70     if(Duty_Cycle_PWM < 0)
71         Duty_Cycle_PWM = 0;
72
73     OCR1A = Duty_Cycle_PWM;
74
75     last_integral_term = integral_term;
76     last_error = error;
77
78     TCNT1H=0x00;
79     TCNT1L=0x00;
80 }

```

تصویر ۴.۴. محاسبه میزان خطای اندازه ولتاژ خروجی مبدل نسبت به ۳۰ ولت مطلوب

شماره گروه: ۲	شماره سند: IE1402FP	نوع سند: گزارش فنی
پژوهش پایانی الکترونیک صنعتی	دانشگاه تهران	تاریخ: ۱۴۰۲/۰۴/۲۰

اگر فرض کنیم میزان ولتاژ خروجی به جای ۳۰ ولت، برابر با $(30 - error)$ باشد، با اعمال تقسیم مقاومتی، سطح ولتاژ، یک دهم شده و ولتاژی که به پین آنالوگ میکرو اعمال می شود، برابر با $\frac{30-error}{10}$ خواهد بود؛ درنتیجه مقداری که واحد ADC تولید می کند برابر با

$$V_{digital} = \frac{\frac{30-error}{10}}{V_{ref}} \times 255$$

می شود. که اگر V_{ref} را برابر ۵ ولت در نظر بگیریم، ولتاژی که از واحد ADC خوانده می شود برابر با

$$V_{digital} = \frac{\frac{30-error}{10}}{10} \times 51$$

خواهد بود، پس با اعمال طرفین وسطین به رابطه فوق، میزان $error$ برابر با

$$30 - error = V_{digital} \times \frac{10}{51} \Rightarrow error = 30 - (V_{digital} \times \frac{10}{51})$$

می شود.

بعد از اینکه میزان خطای محاسبه شد، مقدار $Duty\ Cycle$ مناسب با خطای محاسبه شده، تعیین می شود:

```

CodeVisionAVR - D:\Industrial_Electronics\Buck-Boost Converter Project\CodeVision\Projects\Buck_Boost_Converter\Buck_Boost_Converter.prj
File Edit Search View Project Tools Settings Help
D:\Industrial_Electronics\Buck-Boost Converter Project\CodeVision\Projects\Buck_Boost_Converter\Buck_Boost_Converter.c
Notes: Buck_Boost_Converter.c
55 // Timer overflow interrupt service routine
56 #include "timer1_ovf_isr.h"
57 {
58     int digital_converted_input_voltage = read_adc(0);
59
60     float error = (10 * (322.4 - ((float)digital_converted_input_voltage))) / 51;
61
62     float proportional_term = kp * error;
63     float integral_term = last_integral_term + (ki * error);
64     float differential_term = kd * (error - last_error);
65
66     int Duty_Cycle_PWM = (proportional_term + integral_term + differential_term) * 2.56;
67
68     if(Duty_Cycle_PWM > 255)
69         Duty_Cycle_PWM = 255;
70     if(Duty_Cycle_PWM < 0)
71         Duty_Cycle_PWM = 0;
72
73     OCR1A = Duty_Cycle_PWM;
74
75     last_integral_term = integral_term;
76     last_error = error;
77
78     TCCR1A=0x00;
79     TCCR1B=0x00;
80 }
81

```

تصویر ۵.۴. محاسبه ی دوره کاری مناسب با میزان خطای محاسبه شده

در واقع برای تعیین $Duty\ Cycle$ از کنترل کننده $Duty\ Cycle$ استفاده کردیم. در این کنترل کننده،

متناوب با خطای محاسبه شده، به صورت زیر محاسبه می شود:

$$Duty\ Cycle = (K_p \times error) + (K_i \times \int error) + (K_d \times \frac{d(error)}{dt})$$

که

$$\int error = \sum error \quad \text{و} \quad \frac{d(error)}{dt} = error(i) - error(i-1)$$

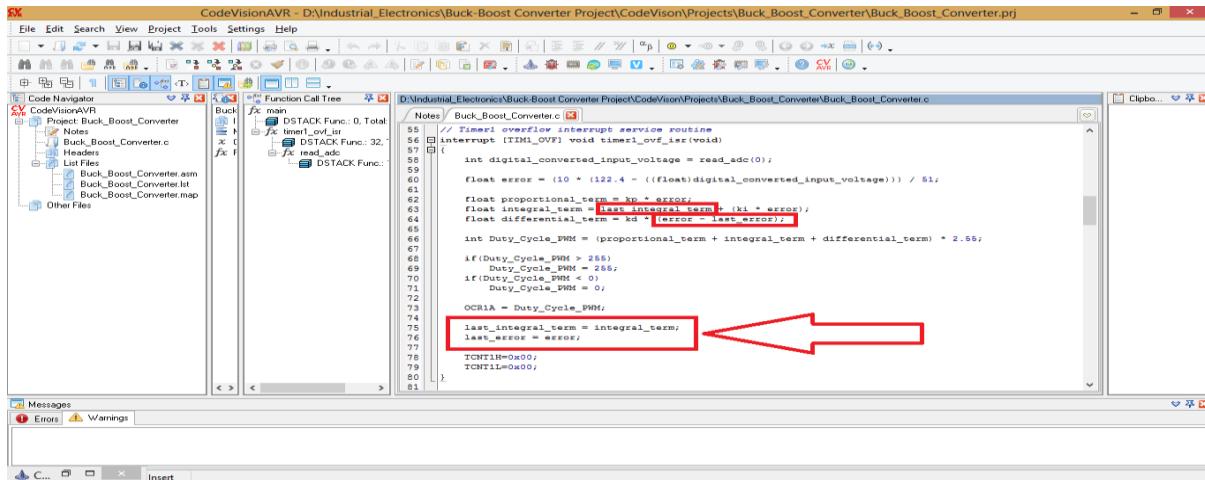
$$(K_p \times error) = proportional_term$$

$$(K_i \times \int error) = integral_term$$

$$(K_d \times \frac{d(error)}{dt}) = differential_term$$

شماره گروه: ۲	شماره سند: IIE1402FP	نوع سند: گزارش فنی
پژوهش پایانی الکترونیک صنعتی	دانشگاه تهران	تاریخ: ۱۴۰۲/۰۴/۲۰

در واقع برای محاسبه انتگرال و مشتق خطا، متغیر های *last_integral_term* و *last_error* تعریف کرده و مقدار خطا و انتگرال خطا را در آن ذخیره می کنیم تا در هر بار محاسبه *Duty Cycle Pwm*، مطابق با تصویر زیر، مقدار انتگرال و مشتق خطا محاسبه شود:



```

CodeVisionAVR - D:\Industrial_Electronics\Buck-Boost Converter Project\CodeVision\Projects\Buck_Boost_Converter\Buck_Boost_Converter.pj
File Edit Search View Project Tools Settings Help
Code Navigator Buck Function Call Tree Buck_Boost_Converter.c
Project Buck_Boost_Converter Buck main DSTACK Func.: 0. Total
Buck_Boost_Converter.c Buck_Boost_Converter.o DSTACK Func.: 32, 0. Total
Headers Buck_Boost_Converter.h Buck_Boost_Converter.lst Buck_Boost_Converter.map
List Files Buck_Boost_Converter.aasm Other Files
Notes Buck_Boost_Converter.c
55 // Timer1 overflow interrupt service routine
56 void interrupt (TIM1_OVF) void timer1_overflow_isr(void)
57 {
58     int digital_converted_input_voltage = read_adc(0);
59
60     float error = (10 * (122.4 - ((float)digital_converted_input_voltage))) / 512;
61
62     float proportional_term = kp * error;
63     float integral_term = last_integral_term + (ki * error);
64     float differential_term = kd * (error - last_error);
65
66     int Duty_Cycle_PWM = (proportional_term + integral_term + differential_term) * 2.56;
67
68     if(Duty_Cycle_PWM > 255)
69         Duty_Cycle_PWM = 255;
70     if(Duty_Cycle_PWM < 0)
71         Duty_Cycle_PWM = 0;
72
73     OCR1A = Duty_Cycle_PWM;
74
75     last_integral_term = integral_term;
76     last_error = error;
77
78     TCCR1B=0x00;
79     TCCR1C=0x00;
80 }

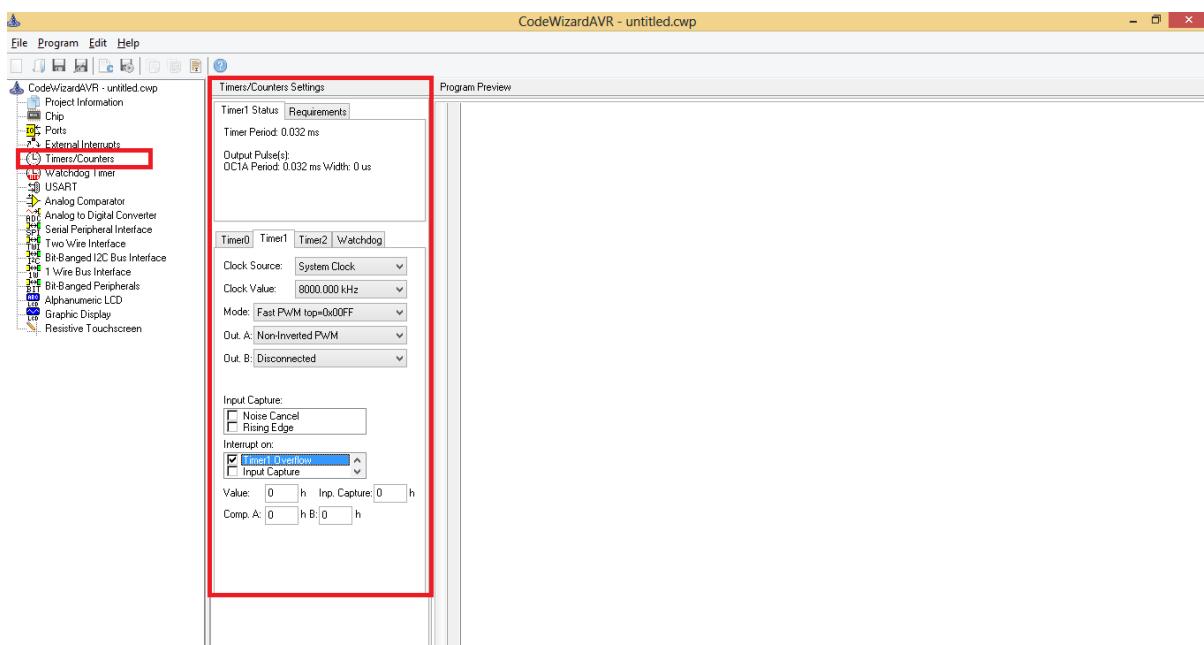
```

تصویر ۶.۴. محاسبه‌ی مشتق و انتگرال خطا

به عبارتی کنترل کننده *PID* (*Proportional – Integral – Derivative*) به صورت زیر عمل می کند: در ابتدا ولتاژ خروجی مبدل، صفر ولت است؛ پس میزان خطا ثابت و برابر با ۳۰ می باشد، درنتیجه *integral_term* و *proportional_term* مقادیری ثابت خواهد بود و درنتیجه *Duty Cycle* مقداری ثابت شده و افزایش می یابد. با افزایش *Duty Cycle*، ولتاژ خروجی مبدل هم مطابق با رابطه بهره ولتاژ مبدل باک بوست، افزایش می یابد. با افزایش ولتاژ خروجی مبدل، میزان خطا کم شده و درنتیجه مقدار کاهش می یابد، اما انتگرال خطا (*integral_term*) افزایش یافته و در مجموع میزان *proportional_term* افزایش یافته و میزان *proportional_term + integral_term* افزایش یافته و میزان *Duty Cycle* ثابت ماند؛ دوباره با افزایش *Duty Cycle*، ولتاژ خروجی مبدل، مطابق با رابطه بهره ولتاژ مبدل باک بوست، افزایش می یابد؛ این روند ادامه یافته تا ولتاژ خروجی مبدل به ولتاژ نهایی (۳۰ ولت) برسد. در این صورت میزان خطا، صفر شده و درنتیجه *proportional_term* صفر می شود؛ چون خطای فعلی، صفر است؛ درنتیجه انتگرال خطا، ثابت مانده *Duty Cycle* ثابت می ماند؛ درنتیجه *Duty Cycle* هم ثابت مانده و تغییر نمی کند. چون *integral_term* ثابت مانده، پس ولتاژ خروجی هم ثابت مانده و درنتیجه ولتاژ خروجی، روی همان ۳۰ ولت، ثابت می ماند. اگر ولتاژ از ولتاژ نهایی (۳۰ ولت) بیش تر شود، خطا، منفی شده و درنتیجه انتگرال خطا، کاهش می یابد و همچنین *proportional_term*، منفی می شود؛ درنتیجه با کاهش *Duty Cycle*، *integral_term*، کاهش می نیز کاهش یافته و درنتیجه ولتاژ خروجی مبدل، مطابق با رابطه بهره ولتاژ مبدل باک بوست، کاهش می یابد؛ بنابراین ولتاژ خروجی مبدل همواره روی ۳۰ ولت، ثابت می ماند.

شماره گروه: ۲	شماره سند: IE1402FP	نوع سند: گزارش فنی
پروژه پایانی الکترونیک صنعتی	دانشگاه تهران	تاریخ: ۱۴۰۲/۰۴/۲۰

Timer 1 تنظیمات



تصویر ۴.۷. تنظیمات تایمر اول

بازدید از تنظیمات فوق، پس از هر بار *overflow* شدن تایمر ۱، مربوط به تایمر ۱ که همان کنترل کننده است، صدا زده می‌شود. از جایی که *PWM* به صورت ۰x00FF تنظیم شده، پس میزان *Duty Cycle* برای *PWM* تایمر ۱، عددی بین ۰ (کلید همواره قطع) تا ۲۵۵ (کلید همواره وصل) خواهد بود؛ پس میزان *Duty Cycle* که به صورت درصد است، باید در $255/100$ ضرب شود تا میزان *Duty Cycle* برای *PWM* تایمر ۱ که برابر با مقدار ذخیره شده در *OCRIA* هست، به درستی تعیین شود؛ انجام این کارها را در تصویر ۴.۸ می‌بینیم.

نوع سند: گزارش فنی	شماره سند: IE1402FP	شماره گروه: ۲
تاریخ:	۱۴۰۲/۰۴/۲۰	دانشگاه تهران پروژه پایانی الکترونیک صنعتی

CodeVisionAVR - D:\Industrial_Electronics\Buck-Boost Converter Project\CodeVision\Projects\Buck_Boost_Converter\Buck_Boost_Converter.pj

File Edit Search View Project Tools Settings Help

Code Navigator Function Call Tree

D:\Industrial_Electronics\Buck-Boost Converter Project\CodeVision\Projects\Buck_Boost_Converte\Buck_Boost_Converter.c

```
Notes Buck_Boost_Converter.c
55 // Timer overflow interrupt service routine
56 interrupt [TIM1_OVF] void timer1_ovf_isr(void)
57 {
58     int digital_converted_input_voltage = read_adc(0);
59
60     float error = (10 * (122.4 - ((float)digital_converted_input_voltage))) / 51;
61
62     float proportional_term = kp * error;
63     float integral_term = last_integral_term + (ki * error);
64     float differential_term = kd * (error - last_error);
65
66     int Duty_Cycle_PWM = (proportional_term + integral_term + differential_term) * 2.55;
67
68     if(Duty_Cycle_PWM > 255)
69         Duty_Cycle_PWM = 255;
70     if(Duty_Cycle_PWM < 0)
71         Duty_Cycle_PWM = 0;
72
73     OCR1A = Duty_Cycle_PWM;
74
75     last_integral_term = integral_term;
76     last_error = error;
77
78     TCR1H=0x00;
79     TCR1L=0x00;
80 }
81
```

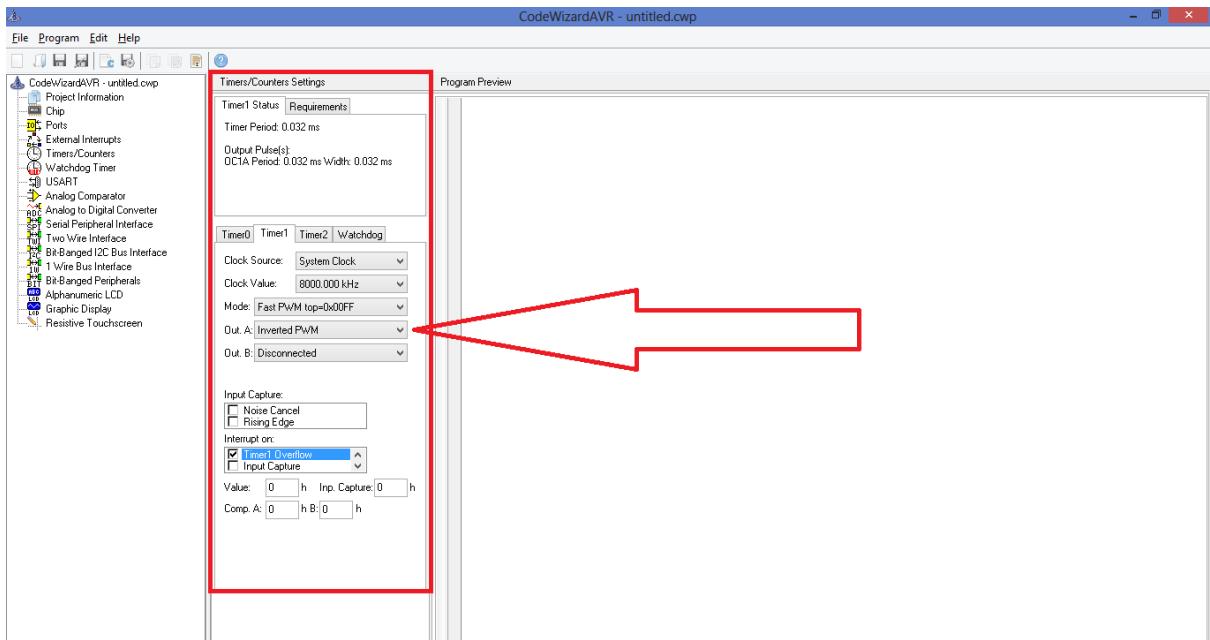
Clipboard

Messages

Errors Warnings

تصویر ۴.۱. محاسبه دوره کار پرای PWM تایمرو اول

اگر در مبدل باک بوست به جای استفاده از کلید $NMOS$ از کلید $PMOS$ استفاده شود، کافیست پارامتر $Out.A$ را از $Non-Inverted PWM$ به $Inverted PWM$ تغییر داد:



۴.۹. تغییر وضعیت خروجی PWM به دلیل استفاده از کلید نوع P به جای کلید نوع N تصویر

پس از فراخوانی *ISR* تایمر ۱ و تعیین *Duty Cycle*، نیاز است تا *counter* مربوط به تایمر ۱، صفر شود تا شمارش مجدد صورت گرفته و *overflow* مجدداً رخ دهد تا کد *ISR*، مرتباً صدا زده شود و درنتیجه، فرآیند کنترل به درستی صورت گیرد؛ به این منظور، *counter* تایمر ۱ که قسمت *LSB* آن در متغیر *TCNT1L* و قسمت *MSB* آن در متغیر *TCNT1H* است را مطابق تصویر زیر، صفر می‌کنیم.

شماره گروه: ۲	شماره سند: IE1402FP	نوع سند: گزارش فنی
پروژه پایانی الکترونیک صنعتی	دانشگاه تهران	تاریخ: ۱۴۰۲/۰۴/۲۰

```

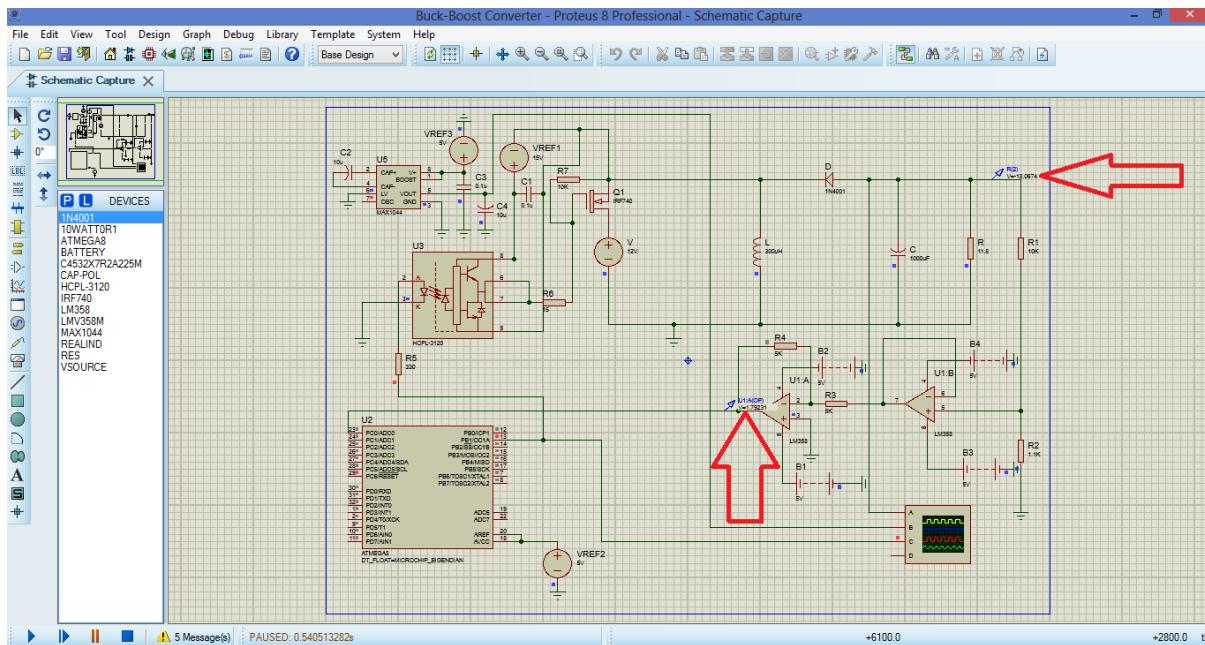
CodeVisionAVR - D:\Industrial_Electronics\Buck-Boost Converter Project\CodeVision\Projects\Buck_Boost_Converter\Buck_Boost_Converter.pj
File Edit Search View Project Tools Settings Help
Code Navigator Function Call Tree Notes D:\Industrial_Electronics\Buck-Boost Converter Project\CodeVision\Projects\Buck_Boost_Converter\Buck_Boost_Converter.c Clipboard
CV AVR Buck fx main DSTACK Func.: 0. Total: Buck_Boost_Converter.c
Project Buck_Boost_Converter Notes DSTACK Func.: 0. Total: Buck_Boost_Converter.c
fx timer1_ovf_isr DSTACK Func.: 32. DSTACK Func.: 32. Buck_Boost_Converter.c
fx read_adc DSTACK Func.: 32. Buck_Boost_Converter.c
List Files Buck_Boost_Converter.asm Buck_Boost_Converter.lst Buck_Boost_Converter.map Buck_Boost_Converter.map
Other Files Buck_Boost_Converter.c
55 // Timer1 overflow interrupt service routine
56 void timer1_ovf_isr(void)
57 {
58     int digital_converted_input_voltage = read_adc(0);
59
60     float error = (10 * (122.4 - ((float)digital_converted_input_voltage))) / 51;
61
62     float proportional_term = kp * error;
63     float integral_term = last_integral_term + (ki * error);
64     float differential_term = kd * (error - last_error);
65
66     int Duty_Cycle_PWM = (proportional_term + integral_term + differential_term) * 2.55;
67
68     if(Duty_Cycle_PWM > 255)
69         Duty_Cycle_PWM = 255;
70     if(Duty_Cycle_PWM < 0)
71         Duty_Cycle_PWM = 0;
72
73     OCR1A = Duty_Cycle_PWM;
74
75     last_integral_term = integral_term;
76     last_error = error;
77
78     TCCR1H=0x00;
79     TCCR1I=0x00;
80 }

```

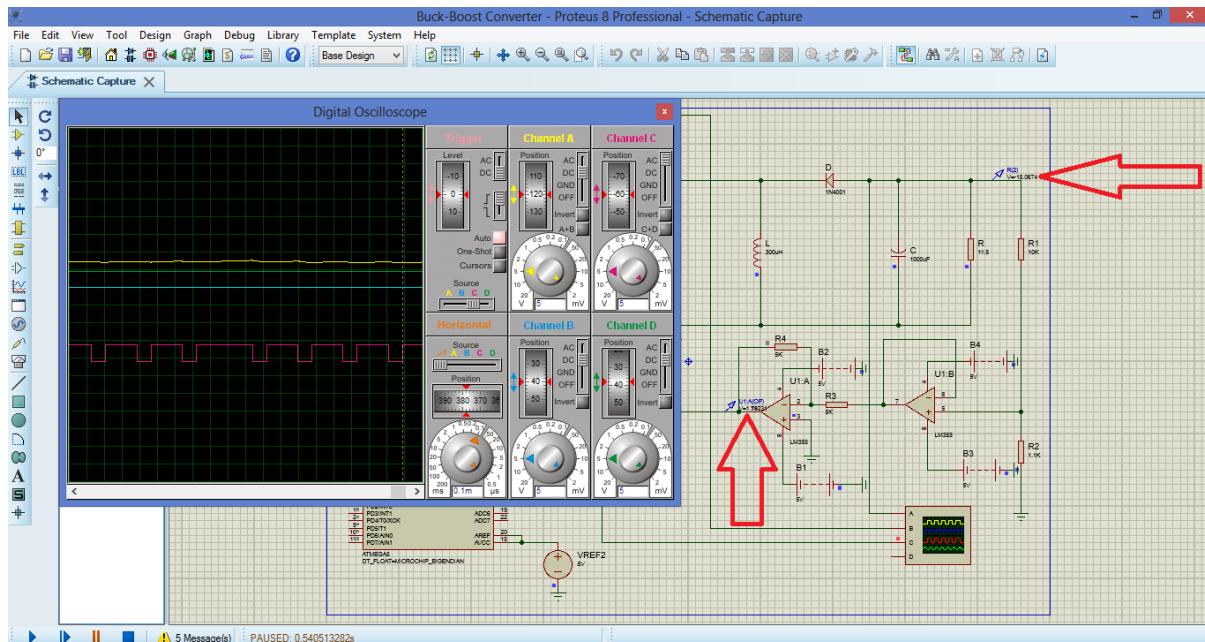
تصویر ۱۰. صفر کردن شمارنده تایمروال

شماره گروه: ۲	شماره سند: IIE1402FP	نوع سند: گزارش فنی
پروژه پایانی الکترونیک صنعتی	دانشگاه تهران	تاریخ: ۱۴۰۲/۰۴/۲۰

شبیه سازی مبدل باک بوست در نرم افزار پروتئوس



تصویر ۴.۱۱. نشان دادن سطح ولتاژ خروجی و ولتاژ داده شده به پین ADC بعد از انجام شبیه سازی



تصویر ۴.۱۲. نمایش شکل موج های ولتاژ خروجی و سیگنال PWM تولید شده توسط میکرو در کانال های A و C اسیلوسکوپ بعد از انجام شبیه سازی

کانال B اسیلوسکوپ، خروجی مدار بسته شده با رگولاتور، برای تامین ولتاژ منفی ۵ ولت را نشان میدهد که مربوط به بخش تامین تغذیه های پروژه هست که مربوط به بخشی از قسمت ششم پروژه است و مربوط به این بخش نیست.

نوع سند: گزارش فنی	شماره سند: IE1402FP	شماره گروه: ۲
تاریخ:	دانشگاه تهران	پروژه پایانی الکترونیک صنعتی

مطابق با تصاویر ۴.۱۱ و ۴.۱۲، مبدل باک بوست در محیط نرم افزار پروتئوس، رسم شده است. همان طور که مشاهده می کنید، ولتاژ خروجی روی ۱۸ ولت ثابت مانده و Duty Cycle کلید (NMOS) نیز تقریباً ثابت شده است که نشان از درستی عملکرد میکروکنترلر است. در واقع پس از شروع شبیه سازی، Duty Cycle، به مرور، زیاد شده و درنتیجه، ولتاژ خروجی نیز افزایش می یابد. این روند ادامه یافته تا ولتاژ به ولتاژ نهایی (در شبیه سازی فوق، ولتاژ نهایی، ۱۸ ولت در نظر گرفته شده است). بررسد؛ درنتیجه خطأ، صفر شده و نیز ثابت می شود.

شماره گروه: ۲	شماره سند: IIE1402FP	نوع سند: گزارش فنی
پروژه پایانی الکترونیک صنعتی	دانشگاه تهران	تاریخ: ۱۴۰۲/۰۴/۲۰

بخش ۵- طراحی کنترل کننده با آیسی 494

با توجه به اینکه گروه ما روند طراحی را به گونه ای تغییر داد که تنها یک تغذیه نیاز داشته باشیم باید از یک ترانزیستور *pmos* استفاده میکردیم که سورس آن به ورودی متصل باشد و درین آن شناور باشد تا دیگر نیازی به تغذیه ای جداگانه نداشته باشد.

با طرح آورده شده در دیتاشیت t494 شرکت تگزاس اینسترومانت برای مبدل باک شروع کردیم؛ چرا که توپولوژی قسمت سوییچ زنی آن مشابه سوییچ زنی در مدار باک بوست است؛ اما تنها باید به این نکته توجه میکردیم که روند کنترلی مبدل باک-بوست با مبدل باک متفاوت است و تغییرات لازم را اعمال میکردیم:

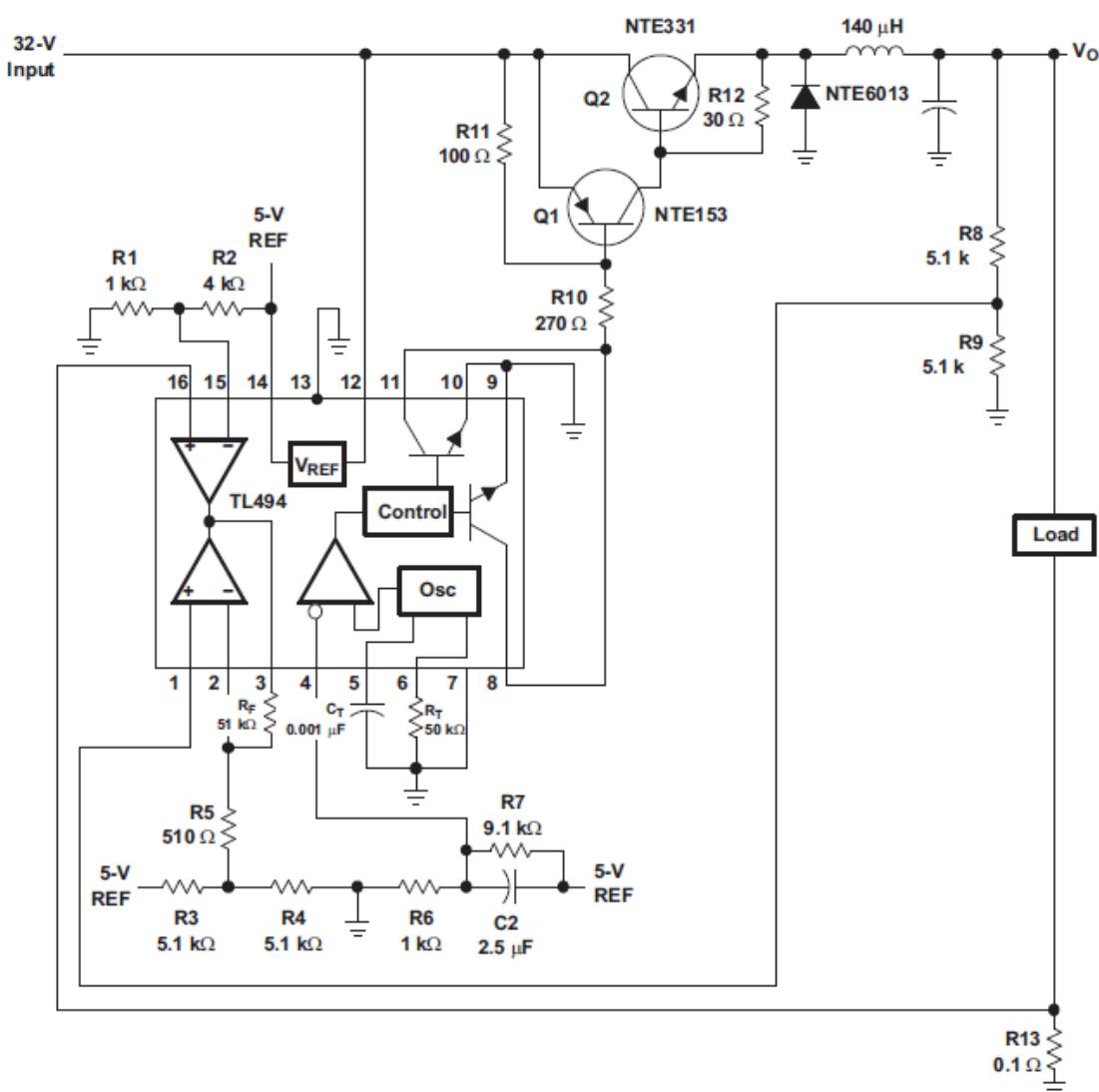
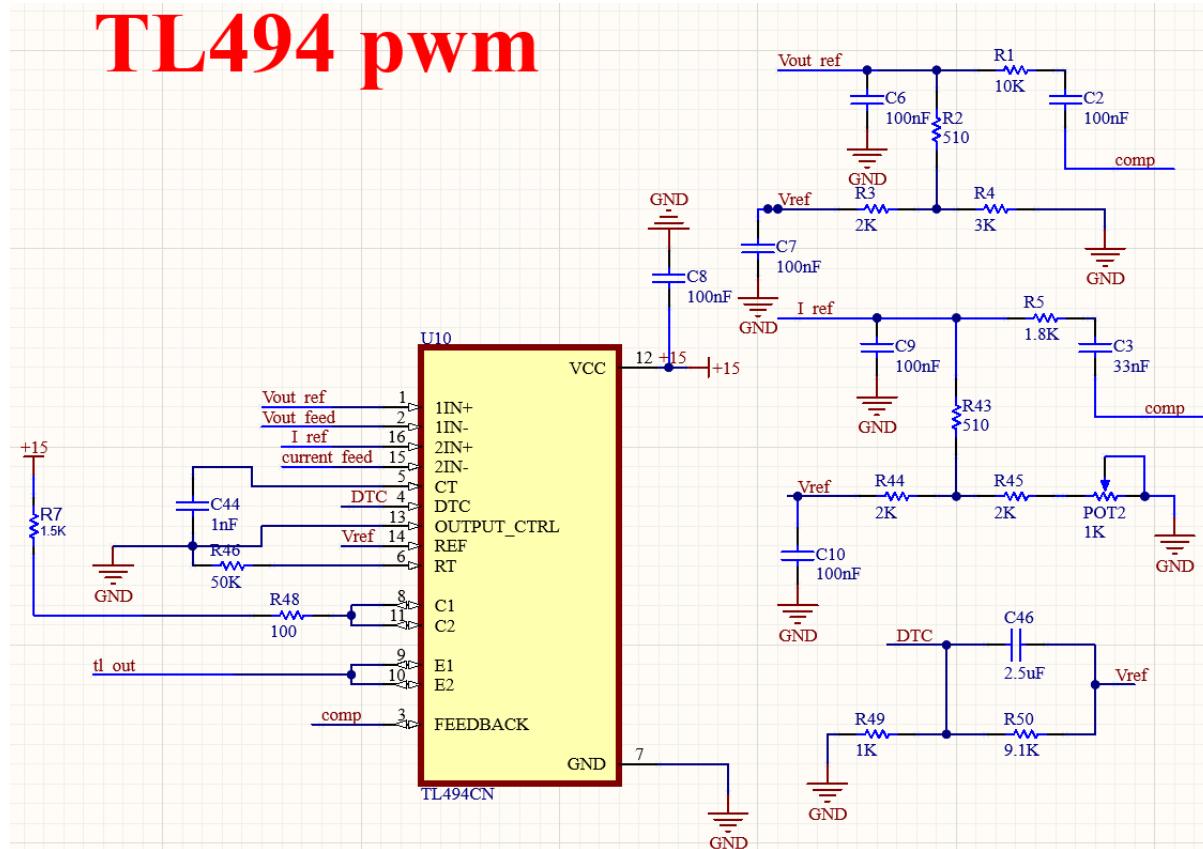


Figure 10-1. Switching and Control Sections

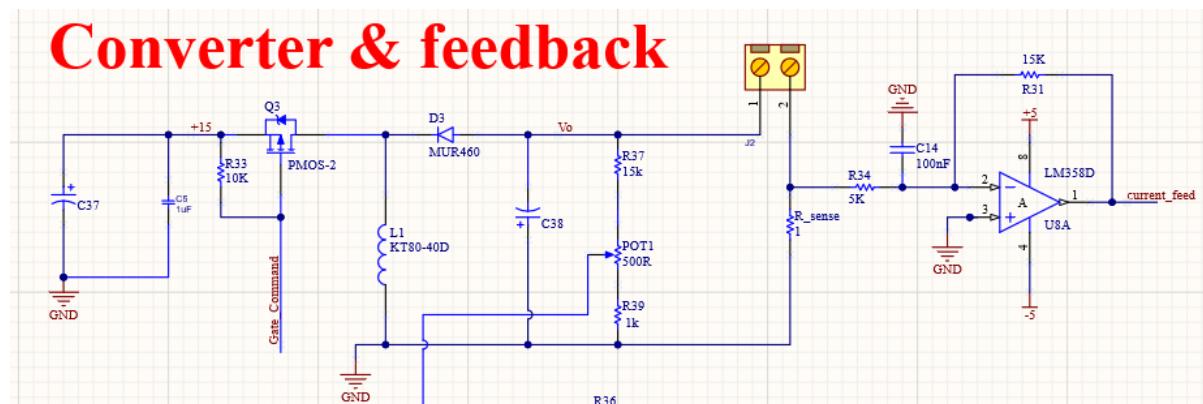
تصویر ۵. مدار مبدل باک به همراه مدار کنترل مبدل باک با کنترلر TL494

شماره گروه: ۲	شماره سند: IIE1402FP	نوع سند: گزارش فنی
پروژه پایانی الکترونیک صنعتی	دانشگاه تهران	تاریخ: ۱۴۰۲/۰۴/۲۰

و در نهایت با راهنمایی استاد به طرح زیر(تصاویر ۵.۲ و ۵.۳) رسیدیم که در تئوری، هم کنترل جریان و هم کنترل ولتاژ را انجام میداد:



تصویر ۵.۲. شماتیک مدار جانبی کنترلر TL494 برای کنترل ولتاژ خروجی و جریان خروجی مبدل باک-بوست



نوع سند: گزارش فنی	شماره سند: IE1402FP	شماره گروه: ۲
تاریخ:	دانشگاه تهران	پروژه پایانی الکترونیک صنعتی

بخش ۶- طراحی بخش الکترونیک و برد مدار چاپی (PCB)

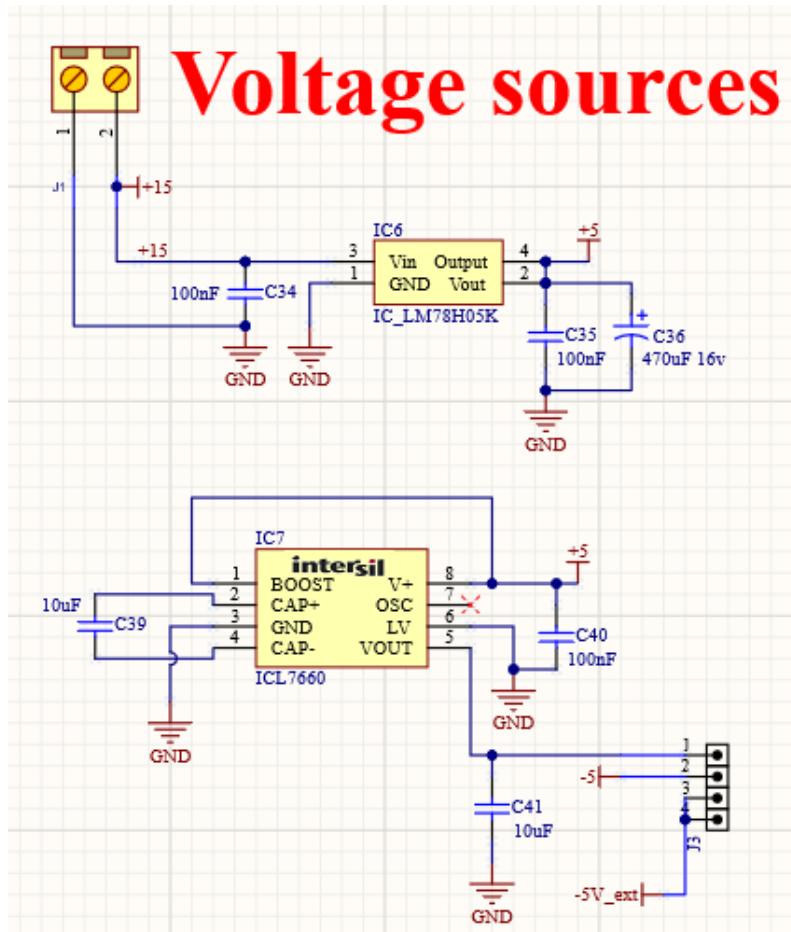
بعد از طراحی کامل مدار و انتخاب همه قطعات، به کشیدن PCB آن می‌پردازیم. ابتدا در یک فایل شماتیک باید شماتیک کامل مدار را همراه با بخش‌های مختلف رسم کنیم.

در بخش تغذیه، از یک رگولاتور خطی ۵ ولت به اسم LM78H05K استفاده کردیم تا ولتاژ ورودی ۱۵ ولت را به ۵ ولت، برای تغذیه میکرو و آی‌سی‌های ICL7660، 74HC125D و LM358D بسازد. در ورودی و خروجی این رگولاتور، خازن‌هایی برای فیلترینگ فرکانس‌های بالا استفاده شده است تا ولتاژی بدون نویز برای آی‌سی‌های مذکور، ساخته شود.

همچنین به دلیل استفاده ولتاژ منفی در LM358D، نیاز داریم که ولتاژ ۵- بسازیم. برای اینکار از آی‌سی‌های ICL7660 استفاده می‌کنیم و خروجی رگولاتور را به آن میدهیم تا ولتاژ ۵- را بسازد. خروجی این آی‌سی را به یک جامپر دادیم تا در صورت نیاز بتوانیم ولتاژ ۵- را به صورت خارجی بدهیم.

شماتیک مدار توضیحات بالا را در تصویر ۶.۱ می‌بینیم.

شماره گروه: ۲	شماره سند: IIE1402FP	نوع سند: گزارش فنی
پروژه پایانی الکترونیک صنعتی	دانشگاه تهران	تاریخ: ۱۴۰۲/۰۴/۲۰



تصویر ۱.۶. شماتیک مدار تأمین تغذیه های لازم پروژه

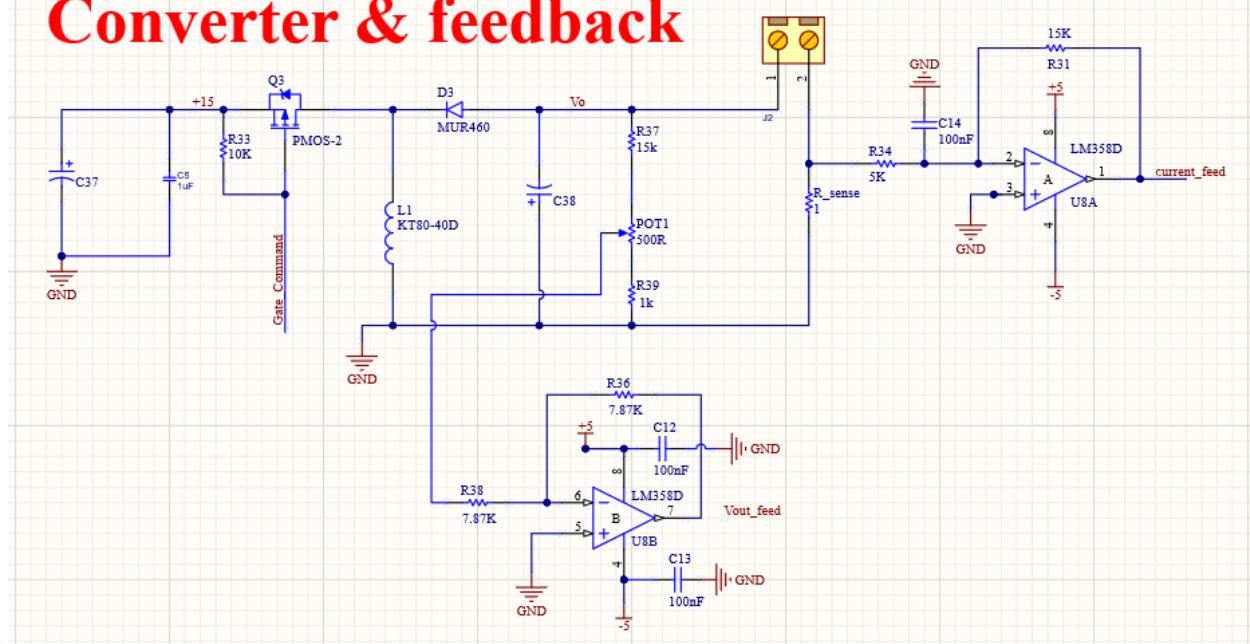
در بخش دیگر به طراحی شماتیک مدار باک بوست میپردازیم. این شماتیک شامل مدار کلی باک بوست و فیدبک های خروجی آن برای ولتاژ و جریان میباشد. فیدبک خروجی را با استفاده از یک تقسیم مقاومتی به یک آپ امپ داده ایم.

همچنین برای کنترل جریان خروجی، یک مقاومت شنت با توان بالا در خروجی سری کرده ایم و از ولتاژ دو سر آن فیدبک گرفته و به آی سی TI494 داده ایم. در این بخش، شماتیک و فوت پرینت بعضی از قطعات مانند ماسفت، دیود و سلف را از سایت snapeda گرفته ایم.

شماتیک مدار توضیحات بالا را در تصویر ۱.۶ میبینیم.

شماره گروه: ۲	شماره سند: IIE1402FP	نوع سند: گزارش فنی
پروژه پایانی الکترونیک صنعتی	دانشگاه تهران	تاریخ: ۱۴۰۲/۰۴/۲۰

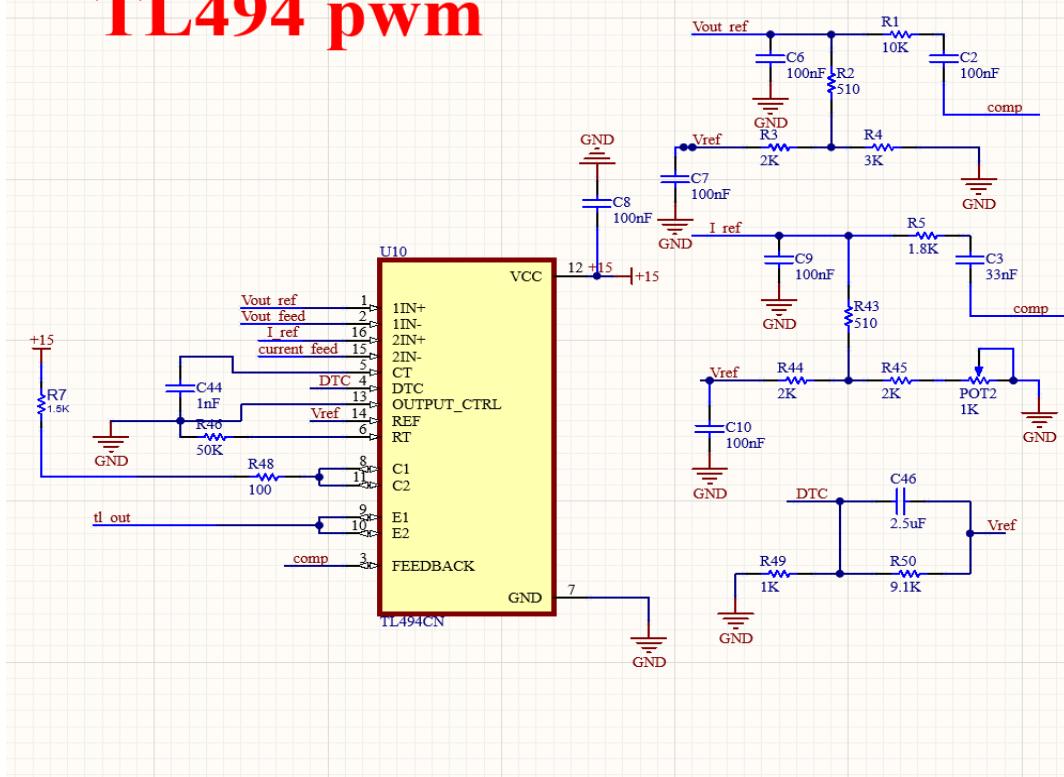
Converter & feedback



شکل ۶.۲. شماتیک مدار مبدل باک-بوست به همراه دوفیدبک خروجی

بخش دیگر، کشیدن مدار TL494 می باشد؛ در این بخش، فیدبک هایی را که از خروجی گرفته ایم با توجه به مدار طراحی شده در بخش ۵ به آی سی TL494 می دهیم. برای این آیسی از تغذیه ۱۵ ولت با خازن های باپس استفاده شده است. خروجی این آیسی به یک جامپر برای انتخاب بین این آی سی و میکرو رفته است.

TL494 pwm

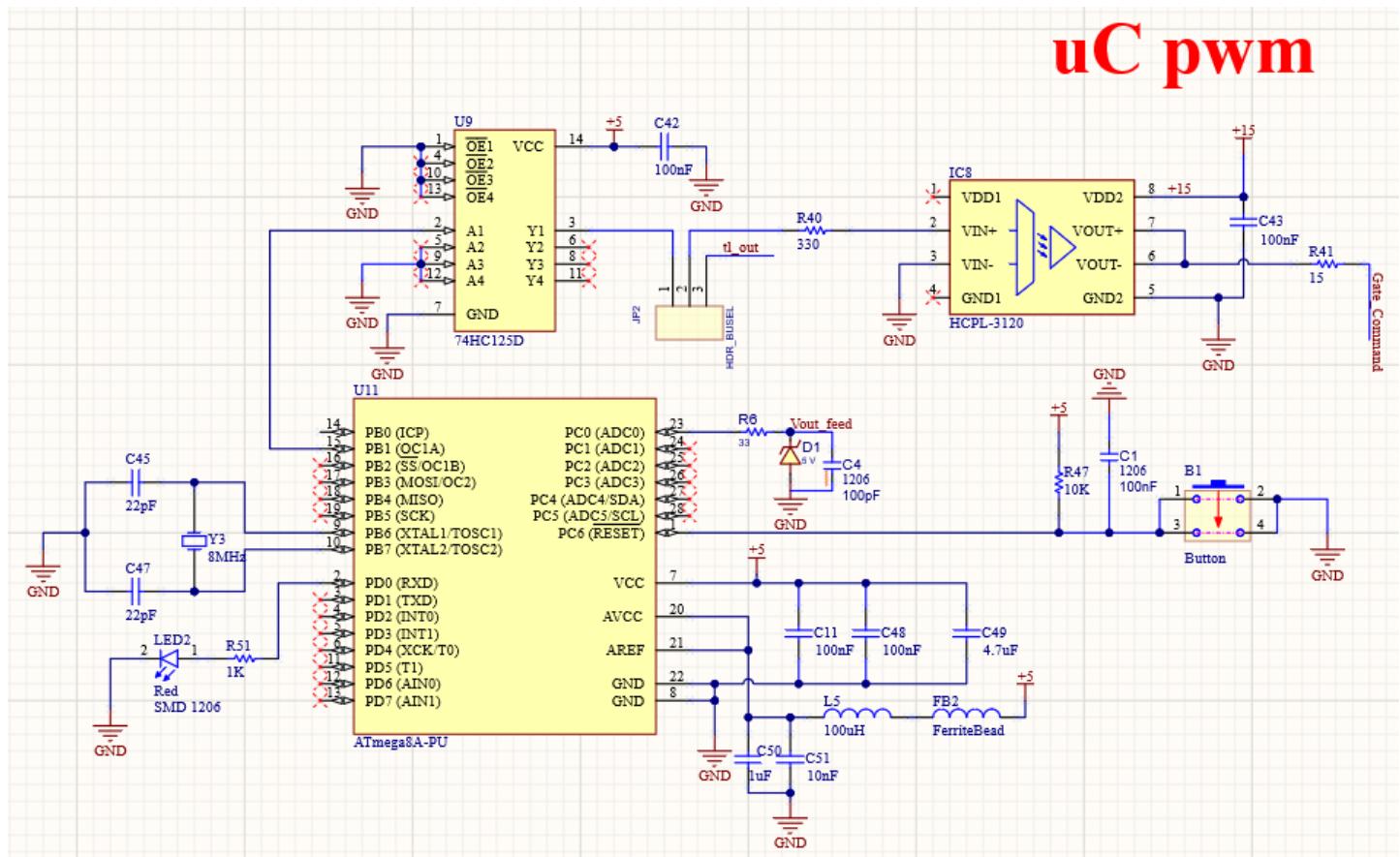


شکل ۶.۳. شماتیک مدارهای جانبی TL494

شماره گروه: ۲	شماره سند: IIE1402FP	نوع سند: گزارش فنی
پژوهش پایانی الکترونیک صنعتی	دانشگاه تهران	تاریخ: ۱۴۰۲/۰۴/۲۰

بخش دیگر طراحی مدار میکروکنترلر است؛ برای کلاک میکرو از یک کریستال خارجی ۸ مگاهرتز با استفاده از خازن های ۲۲ پیکو فاراد استفاده شده است. همچنین برای تغذیه پایه های VCC و GND از خازن های بایپس استفاده شده است تا اطمینان داشته باشیم که ولتاژی با کم ترین نویز به میکرو می رسد.

در بخش تغذیه آنالوگ این میکرو از یک فریت بید و سلف به صورت سری استفاده کردیم. خروجی میکرو را به یک بافر و سپس به یک درایور ماسفت دادیم.

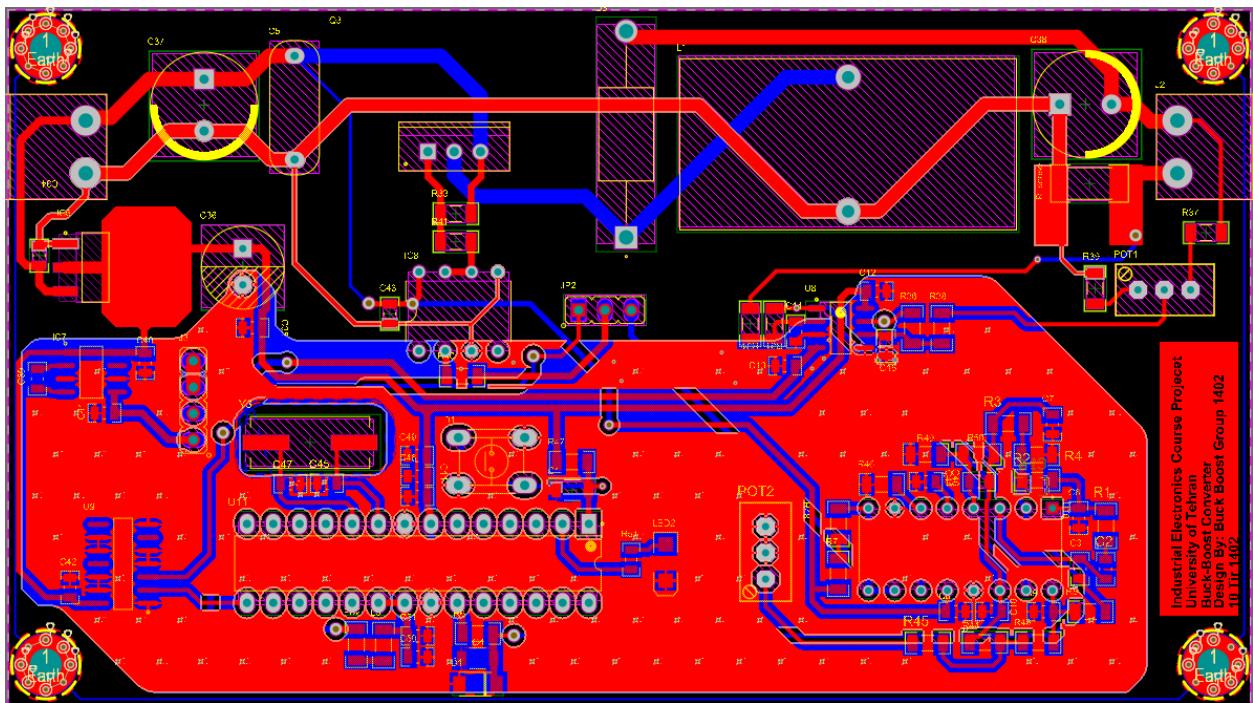


شکل ۴. شماتیک مدارهای جانبی میکروکنترلر به همراه مدار گیت درایور

در بخش آخر باید PCB این شماتیک را رسم کنیم؛ در این PCB سعی شده است که تا حد امکان نکات مربوط به EMC را رعایت کرده باشیم. مدار قدرت که شامل مبدل باک بوست می باشد در قسمت بالای برد قرار دارد و مدار کنترلر در قسمت پایین. تغذیه میکرو از دو سر خازن بایپس رگولاتور گرفته شده است. همچنین خازن های فیلترینگ میکرو در نزدیک ترین مکان به میکرو قرار گرفته اند. مسیر گراند های ولتاژی مختلف نیز از هم جدا شده است و هر کدام را از دو سر خازن مربوطه گرفته ایم تا بتوانیم در حد امکان مسیر برگشتی جریان را کم تر کنیم و نویز های مختلف، به تغذیه های آیسی های دیگر اثر نگذارند. همچنین سعی شده در جاهای مورد نیاز از پلی گان گراند استفاده شود که به علت امپدانس کم آن و خازنی که می سازد، می تواند به رفع نویزهای فرکانس بالا کمک کند. همچنین برای گرفتن فیدبک از ولتاژ خروجی سعی شده است که کمترین مسیر را انتخاب کنیم که افت ولتاژی اتفاق نیفتد.

دانشکدگان فنی دانشگاه تهران - پژوهش پایانی الکترونیک صنعتی - بهار ۱۴۰۲

شماره گروه: ۲	شماره سند: IIE1402FP	نوع سند: گزارش فنی
پروژه پایانی الکترونیک صنعتی	دانشگاه تهران	تاریخ: ۱۴۰۲/۰۴/۲۰



شکل ۵.۶. طرح PCB کل مدار طراحی شده

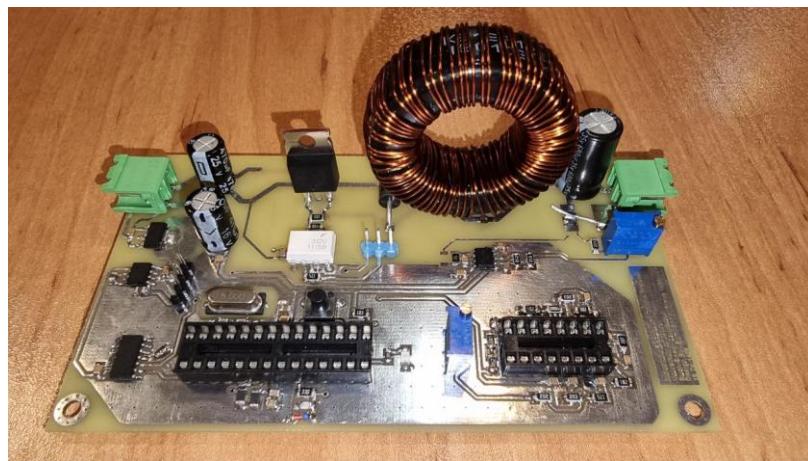
Industrial Electronics Course Project
University of Tehran
Buck Boost Converter
Design by: B. Bakht Bozorgi
10.04.1402

نوع سند: گزارش فنی	شماره سند: IIE1402FP	شماره گروه: ۲
تاریخ:	دانشگاه تهران	پروژه پایانی الکترونیک صنعتی

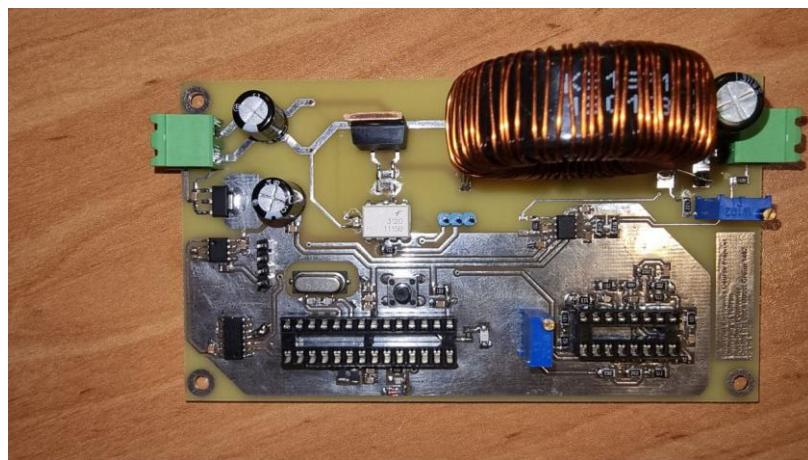
بخش ۷- ساخت و آزمون طرح

پس از طراحی المان‌های مدار قدرت و کنترل، مطابق بخش قبلی، طراحی PCB انجام شد و پس از تایید استاد درس برای چاپ فرستاده شد و در روز چهارشنبه ۱۴ تیر، فرایند لحیم کاری برداشته شد. قدرت و سیستم‌های انرژی آغاز شد.

با پایان یافتن لحیم کاری، برداشته شده و آماده انجام تست‌های عملی در آزمایشگاه شد.



شکل ۷.۱. تصویر برداشته شده



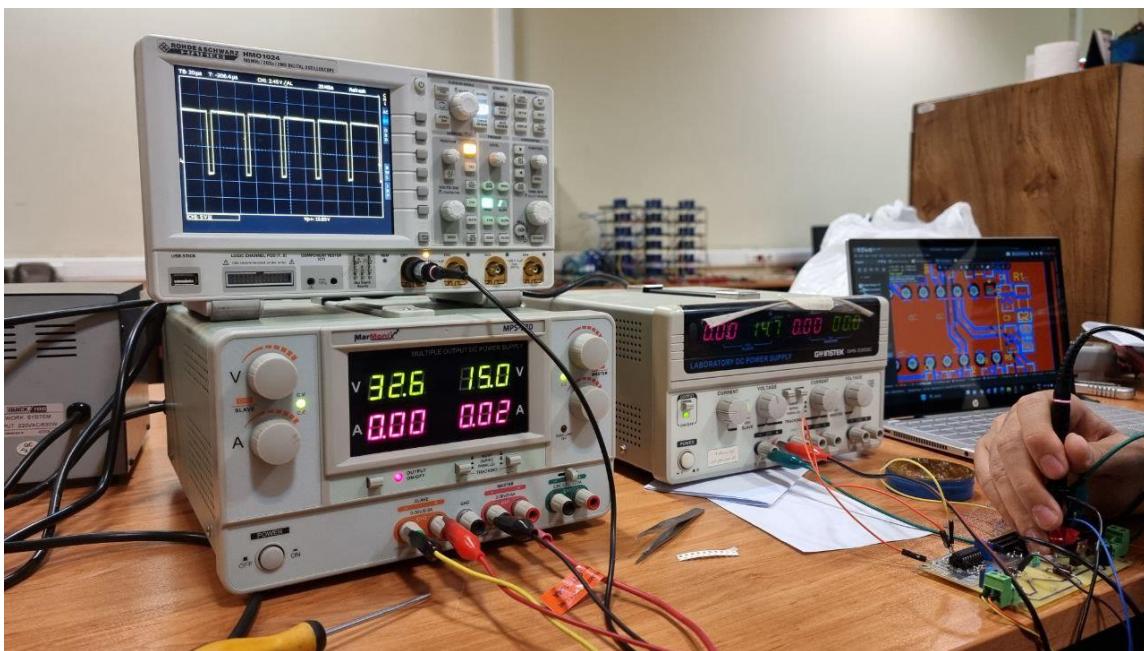
تصویر ۷.۲. تصویر برداشته شده از زاویه ای عمودتر

شماره گروه: ۲	شماره سند: IIE1402FP	نوع سند: گزارش فنی
پروژه پایانی الکترونیک صنعتی	دانشگاه تهران	تاریخ: ۱۴۰۲/۰۴/۲۰

نکته‌ی اول در انجام تست‌های عملی در مورد IC TL494 و dead time آن است؛ انتظار داشتیم با اعمال ولتاژی خروجی بزرگتر از ولتاژ مرجع آن صفر شود یا به عبارتی دوره‌کار، برابر با ۱ شود اما مشاهده کردیم که این اتفاق نمی‌افتد. به این علت که ساختار داخلی این IC به گونه‌ای است که حتماً عددی مخالف صفر است.

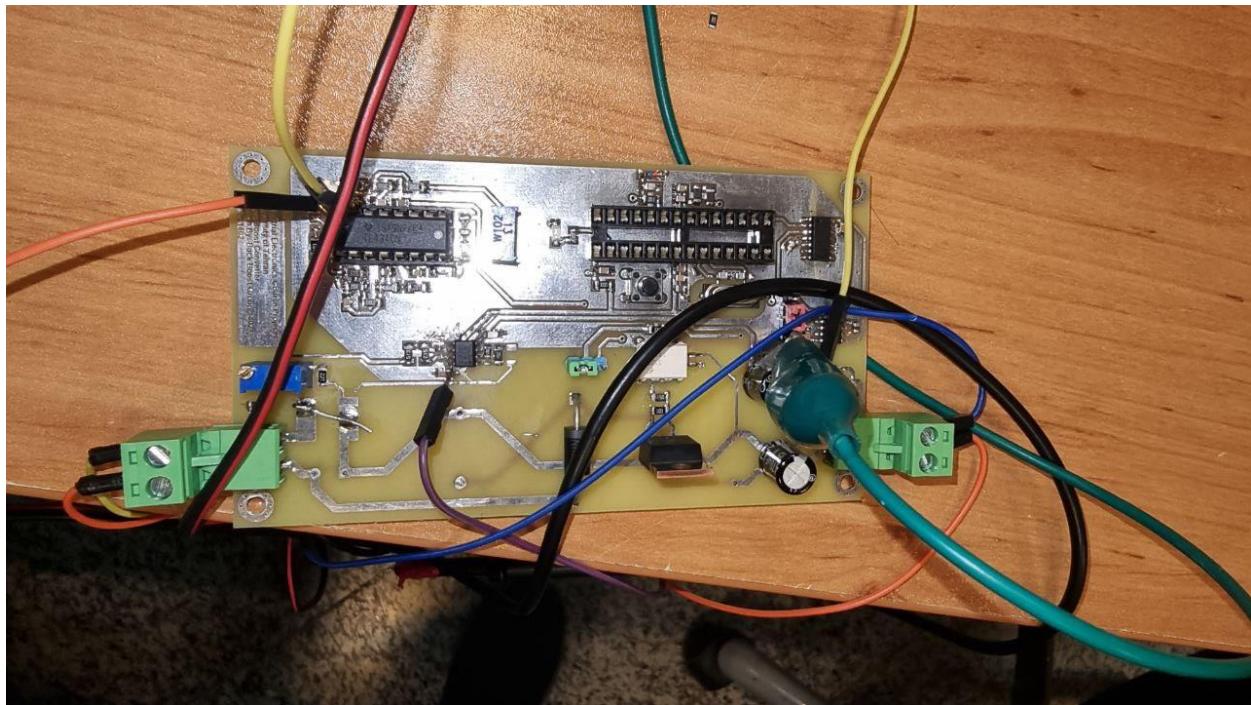
نکته دوم در مورد این IC مربوط است به بخش کنترلی آن؛ با توجه به طرح مدار داخلی موجود در data sheet این IC، ولتاژ خروجی IC، ناشی از عملکرد دو آپ‌امپ داخلی آن است و آن آپ‌امپی که ولتاژ مثبت بزرگتری می‌سازد، در واقع خروجی IC را نیز ساخته است. با توجه به این اینکه ما از یکی از این آپ‌امپ‌ها برای کاربرد محدودسازی جریان استفاده می‌کردیم، کنترل ولتاژ با اختلال همراه می‌شد. برای حل این مشکل و به دست آوردن پاسخ مناسب از مدار، این سیستم کنترل جریان را قطع کردیم و ولتاژ ثابتی به آپ‌امپ اعمال کردیم به گونه‌ای که همواره ولتاژ صفر بسازد.

مشکل بعدی که در تست‌ها مشخص شد، موضوع فیدبک گرفتن از ولتاژ خروجی در مبدل باک-بوست است. می‌دانیم که پلاریته ولتاژ خروجی در این مبدل عکس پلاریته ولتاژ ورودی است، از این رو از یک آپ‌امپ استفاده کردیم تا در مد معکوس‌سازی، پلاریته ولتاژ خروجی را مشابه ورودی کند. از طرفی حضور فیلتر(های) خازنی (یا المان‌های کنترلی دیگر) در بخش فیدبک، عملکرد مدار را دچار اختلال کرد. در تست‌های عملی مشاهده کردیم که اگر ولتاژ خروجی را عدد مشخصی اعمال کنیم، روی پایه‌ی منفی آپ‌امپ یک سیگنال سینوسی ایجاد می‌شد. بنابراین جهت حل این مشکل، خازن موجود در قسمت فیدبک را حذف کردیم.



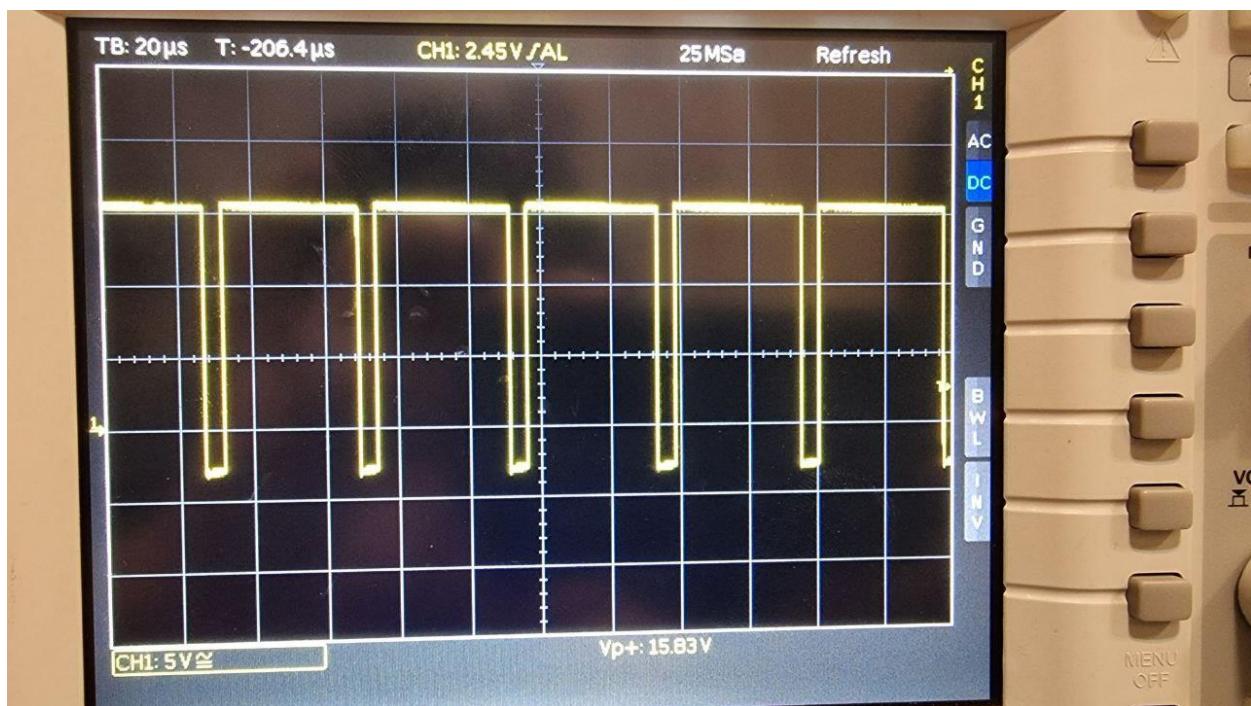
شکل ۷.۳. تصویر اول از تست‌های عملی

شماره گروه: ۲	شماره سند: IIE1402FP	نوع سند: گزارش فنی
پروژه پایانی الکترونیک صنعتی	دانشگاه تهران	تاریخ: ۱۴۰۲/۰۴/۲۰



شکل ۷.۶. تصویر دوم از تست های عملی

می‌دانیم که بر خلاف مبدل باک و تا حدودی بوست (با تغییر نحوه برخورد با معادلاتش)، مبدل باک-بوست یک مبدل غیر خطی است. نکته‌ی مهم در این باره این است که مد کاری مبدل (افزاینده یا کاهنده) باید در راه اندازی اولیه‌ی مبدل، مشخص باشد؛ پس تا زمانی که مبدل را به شکل افزاینده راه اندازی نمی‌کردیم، عملکرد کنترلی TL494 مناسب نبود.



تصویر ۷.۷. دوره کارکردن در حالت عملکرد نامناسب کنترلر