

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

3.3 V GERİLİMDE ÇALIŞAN BEYAZ EŞYA KONTROL KARTI
TASARIMI

TOLGA AYTEKİN

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRONİK HABERLEŞME MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
ELEKTRONİK PROGRAMI

DANIŞMAN
PROF. DR. TÜLAY YILDIRIM

İSTANBUL, 2013

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

3.3 V GERİLİMDE ÇALIŞAN BEYAZ EŞYA KONTROL KARTI
TASARIMI

Tolga AYTEKİN tarafından hazırlanan tez çalışması 10.07.2013 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı'nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı

Prof. Dr. Tülay YILDIRIM
Yıldız Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri

Prof. Dr. Tülay YILDIRIM
Yıldız Teknik Üniversitesi

Yrd. Doç. Dr. Nihan KAHRAMAN
Yıldız Teknik Üniversitesi

Yrd. Doç. Dr. Serkan TOPALOĞLU
İstanbul Teknik Üniversitesi

Bu alışma, Arçelik A.ř. tarafından desteklenmiştir.

ÖNSÖZ

Yüksek lisans öğrenim hayatım ve tez çalışmalarım boyunca desteğini hiçbir zaman esirgemedi katkıda bulunan danışman hocam Sayın Prof. Dr. Tülay YILDIRIM'a en derin saygı ve teşekkürlerimi sunarım.

Yüksek lisans tez çalışmam için tüm imkan ve olanaklarını sunarak destek olan Arçelik A.Ş. Araştırma ve Geliştirme Merkezi'ne, Sayın Cem KURAL, Sayın Abdurrahman BEŞİKÇİ ve Sayın Ahmet İhsan YÜCE'ye teşekkürlerimi sunarım.

Çalışmalarım sırasında teknik konulardaki yardımı ve büyük desteği için Sayın Musa ÖZDEMİR'e, ayrıca çalışma sürecimde desteğini esirgemeyen ARÇELİK A.Ş. Ar-Ge Kontrol ve Elektronik Teknolojiler Yöneticiliği çalışanlarına teşekkür ederim.

Çalışmalarım boyunca yanımda olan, zor zamanlarımda desteğini esirgemeyen ve anlayış gösteren Sayın Selcan KORKMAZ'a teşekkür ederim.

Hayatım boyunca hep yanımda olan, beni her konuda destekleyen ve bugün bulunduğum noktaya gelmemde en büyük role sahip sevgili ailem; Sayın Hüseyin Cahit AYTEKİN, Sayın Yasemin AYTEKİN ve Sayın Damla Nihan AYTEKİN'e sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Haziran, 2013

Tolga AYTEKİN

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ.....	vii
KISALTMA LİSTESİ	viii
ŞEKİL LİSTESİ.....	ix
ÇİZELGE LİSTESİ	xi
ÖZET	xii
ABSTRACT.....	xiii
BÖLÜM 1	
GİRİŞ	1
1.1 Literatür Özeti	1
1.1.1 Moore Yasası	2
1.1.2 Düşük Gerilim Gereksinimi.....	3
1.1.3 Mevcut Durum ve 3.3 V	4
1.2 Tezin Amacı.....	4
1.3 Hipotez	5
BÖLÜM 2	
DONANIM TASARIMI.....	6
2.1 SMPS Tasarımında Geri Besleme Yapısı	7
2.2 Röle Sürme Devresi	11
2.3 Triyak Sürme Devresi	14
2.4 Shift Register ve LED Sürme Devreleri	16
2.5 Buzzer Sürme Devresi	20
2.6 Enkoder ve Buton Algılama Devresi	21
2.7 Zero-Cross Devresi	22
2.8 PTC	24
BÖLÜM 3	
GÜÇ ANALİZİ.....	25
3.1 Stand-by Güç Tüketimi.....	25

3.2 Kontrol Kartı Güç Tüketimi.....	26
BÖLÜM 4	
MALİYET ANALİZİ	30
BÖLÜM 5	
3.3 V TASARIMDA KARŞILAŞILABİLECEK PROBLEMLERE ÇÖZÜM ÖNERİLERİ	33
5.1 3.3 V ile Beyaz LED Sürme	33
5.2 3.3 V ve 5 V Tasarımların Birbirleri ile Haberleşmesi.....	35
5.2.1 I ² C	38
5.2.1.1 Analog Çözümler.....	38
5.2.1.2 Entegre Çözümleri	41
5.2.2 SPI & UART.....	43
BÖLÜM 6	
SONUÇ VE ÖNERİLER.....	46
KAYNAKLAR	48
ÖZGEÇMİŞ	50

SİMGE LİSTESİ

A	Amper
F	Farad
H	Henry
Hz	Hertz
V	Volt
W	Watt
Ω	Ohm

KISALTMA LİSTESİ

ADC	Analog Digital Converter
BJT	Bipolar Junction Transistor
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor
CPU	Central Processing Unit
EMK	Elektromotor Kuvvet
IC	Integrated Circuit
I2C	Inter-Integrated Circuit
I/O	Input / Output
JEDEC	Joint European Devices Engineering Council
LED	Light-Emitting Diode
LVTTL	Low Voltage Transistor Transistor Logic
LVC MOS	Low Voltage Complementary Metal Oxide Semiconductor
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
PCB	Printed Circuit Board
PFM	Pulse Frequency Modulation
PTC	Positive Temperature Coefficient Thermistor
PWM	Pulse Width Modulation
RAM	Random Access Memory
SMPS	Switched Mode Power Supply
SPI	Serial Peripheral Interface
TTL	Transistor Transistor Logic
UART	Universal Asynchronous Receiver/Transmitter

ŞEKİL LİSTESİ

	Sayfa
Şekil 1.1 İşlemci transistör sayısının yıllara göre değişimi.....	2
Şekil 1.2 Oksit kalınlığının yıllara göre değişimi	3
Şekil 1.3 Karma tasarım örneği.....	4
Şekil 2.1 Kontrol kartı ön yüz	7
Şekil 2.2 Kontrol kartı arka yüz	7
Şekil 2.3 Geri besleme yapısı.....	8
Şekil 2.4 BC557 transistöründe kolektörden geçen akıma göre değişen V_{BE} gerilimi .	9
Şekil 2.5 Üzerinden geçen akıma göre değişen zener kırılma gerilimi.....	10
Şekil 2.6 Geri besleme yapısının PSPICE analizi	10
Şekil 2.7 BC857 V_{CESAT} / I_C değişimi	12
Şekil 2.8 Röle sürme devresi.....	12
Şekil 2.9 Röle devresinin PSPICE analizi.....	13
Şekil 2.10 Triyak sürme devresi.....	14
Şekil 2.11 Triyak sürme devresinin PSPICE analizi.....	15
Şekil 2.12 Triyak çalışma bölgeleri	16
Şekil 2.13 Ekran devre şeması	17
Şekil 2.14 Normal durumda (altta) ve tüm LED'ler aktif (üstte) iken V_{CE} ölçümü.....	18
Şekil 2.15 74HC595 Shift Register devresi	19
Şekil 2.16 LED sürme devresi	19
Şekil 2.17 LED sürme devresinde transistör I_C / V_{CE} değişimi PSPICE analizi	20
Şekil 2.18 Buzzer sürme devresi	21
Şekil 2.19 ADC kanalından enkoder ve buton okuma PSPICE analizi	22
Şekil 2.20 Zero-Cross devresi	23
Şekil 2.21 Zero-Cross devresi PSPICE analizi	23
Şekil 2.22 PTC devresi.....	24
Şekil 3.1 Atmega16L akım/gerilim grafiği (Aktif durumda).....	27
Şekil 5.1 NCP1402 uygulama devresi	34
Şekil 5.2 NCP1402 entegresinde çıkış gerilimi / çıkış akımı grafiği.....	35
Şekil 5.3 5 V TTL I/O ve 3 V CMOS I/O arasındaki iletişim	36
Şekil 5.4 3.3 V CMOS çıkış ve 5 V CMOS giriş arasındaki iletişim	37
Şekil 5.5 I ² C standardında 3.3 V / 5 V haberleşmesi için önerilen devre	39
Şekil 5.6 5 V tarafın (SDA2) alıcı olduğu durum	40
Şekil 5.7 3.3 V tarafın (SDA1) alıcı olduğu durum	41
Şekil 5.8 MAX3370	42
Şekil 5.9 SPI bağlantı pinleri	43
Şekil 5.10 MAX3232 3.3 V RS232 Transceiver.....	44

Şekil 5.11 CNY17F optokuplörü kullanılarak 3.3 V / 5 V haberleşmesi	45
Şekil 5.12 CNY17F optokuplörü ile 3.3 V / 5 V haberleşmesi PSPICE analizi.....	45

ÇİZELGE LİSTESİ

	Sayfa
Çizelge 3.1 Avrupa Komisyonu Stand-by güç tüketim kararları.....	26
Çizelge 3.2 3.3 V ve 5 V için donanım bloklarının güç tüketim değerleri	28
Çizelge 3.3 Omron G6RL rölesinin anma gerilimine göre değişen akım değerleri	29
Çizelge 4.1 3 V - 12 V (3 A) röle maliyetlerinin karşılaştırılması	31
Çizelge 4.2 NCP1402 entegresi ve çevresel komponentler için alınan fiyat.....	31
Çizelge 5.1 TTL, LVTTTL, CMOS, LVCMOS gerilim seviyeleri karşılaştırılması.....	36
Çizelge 5.2 Atmega16L V_{OH} , V_{OL} , V_{IH} , V_{IL} 3.3 V ve 5 V için karşılaştırması.....	38
Çizelge 5.3 Texas Instruments I ² C ve SPI standartları için entegre çözümleri	42

3.3 V GERİLİMDE ÇALIŞAN BEYAZ EŞYA KONTROL KARTI TASARIMI

Tolga AYTEKİN

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Yüksek Lisans Tezi

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Tülay YILDIRIM

Tüketici elektroniğinin ihtiyaçları doğrultusunda gelişen teknoloji ile birlikte devre elemanlarının geometrik olarak küçülmesi daha düşük besleme gerilimlerine olan gereksinimi arttırmıştır. 5 V'luk tasarımlar yerlerini, 3.3 V ve daha düşük besleme gerilimleri ile çalışan tasarımlara bırakmaktadır. 8-bit mikrodenetleyicilerde 3.3 V besleme gerilimine geçiş sürecinin başlaması ile beraber, 3.3 V besleme geriliminin beyaz eşya kontrol kartı tasarımı alanında avantajları, dezavantajları, maliyet ve güç tüketimi konuları üzerine çalışılması gerekliliği ortaya çıkmıştır. Bu tez çalışmasında 3.3 V besleme gerilimi ile çalışan prototip fırın kontrol kartı tasarımı yapılmış, süreç boyunca yapılan çalışmalarda elde edilen sonuçlar donanım tasarımı, güç analizi, maliyet analizi gibi başlıklarda incelenmiş ve 5 V'luk tasarımlar ile karşılaştırılmıştır. Bunlara ek olarak 3.3 V besleme geriliminde çalışan kontrol kartlarının tasarımında kullanılması muhtemel donanım blokları (beyaz LED sürme devresi, 5 V ve 3.3 V tasarımlar arası haberleşme devreleri gibi) incelenmiş, 3.3 V tasarımda karşılaşılabilecek problemler ve çözümleri üzerine araştırma yapılmıştır. Sonuç olarak yapılan çalışmaların detaylarının ve sonuçlarının yer aldığı bu tez çalışması oluşturulmuştur.

Anahtar kelimeler: 3.3 V, 5 V, Donanım, SMPS, Röle, Triyak, Haberleşme

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ABSTRACT

3.3 V ELECTRONIC CONTROL BOARD DESIGN FOR WHITE GOODS

Tolga AYTEKİN

Department of Electronics and Communications Engineering

MSc. Thesis

Adviser: Prof. Dr. Tülay YILDIRIM

The necessity of lower supply voltage is increasing since the electronic components are getting geometrically smaller in accordance with the developments on consumer electronics area. 3.3 V and lower operating voltages are replacing the standard 5 V designs. It has been necessary to research about advantages, disadvantages, cost, power consumption etc. in electronic control board design for white goods, since the transition period for 3.3 V supply voltage started. In this thesis, an electronic oven control board whose operating voltage is 3.3 V was designed as a prototype, and results of the process were discussed and compared to 5 V design under the headings of hardware design, power analysis and cost analysis. Additionally, the other hardware blocks (white led driver circuit, communication circuits between 5 V and 3.3 V design) that can be used in 3.3 V design were analyzed and problems that can occur in 3.3 V design and their solutions were investigated. Consequently, this thesis report which includes the details and results of the study has been presented.

Keywords: 3.3 V, 5 V, Hardware, SMPS, Relay, Triac, Communication

YILDIZ TECHNICAL UNIVERSITY
GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES

1.1 Literatür Özeti

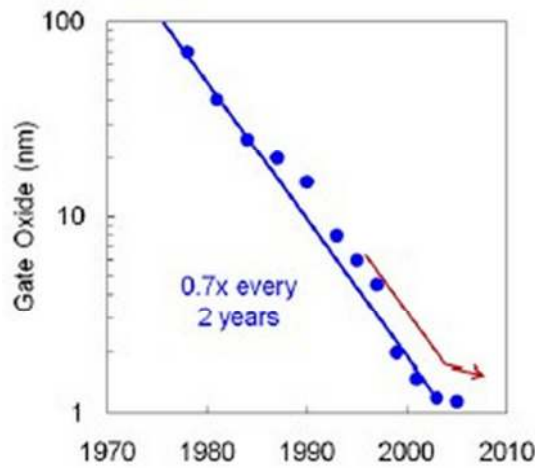
Thomas Seebeck tarafından 1821’de PbS’nin yarıiletken özelliklerinin bulunması ile birlikte yarıiletkenler üzerinde yoğun bir şekilde çalışılmaya başlandı. İlerleyen yıllarda Michael Faraday yarıiletkenlerin iletkenliklerinin sıcaklık ile değiştiğini keşfetti. Daha sonra bu malzemelerin ışığa duyarlı oldukları bulundu [1]. Yarıiletken teknolojisinin önemli buluşlarından biri olan transistör, ilk olarak 17 Kasım – 23 Aralık 1947’de Bell laboratuvarlarında William Shockley önderliğindeki John Bardeen ve Walter Brattain’dan oluşan ekip tarafından üretilmiştir. Bu ekip, buluşları nedeniyle 1956 yılında Nobel ödülünü paylaşmışlardır. Vakumlu elektron tüplerin yerine geçebilecek katı yükselteç elemanı için yapılan deneysel araştırmalar sonucunda, adını “Transfer-Resistor” yani taşıyıcı direnç kelimelerinden alan, n-tipi Ge kristali (Baz) üzerine biri emiter diğeri kolektör olarak isimlendirilen iki p-tipi kristal diyot kullanılması ile ilk PNP transistör geliştirilmiştir. İlk transistörün bulunmasından günümüze kadar transistörlerde büyük gelişmeler kaydedildi ve transistör çeşitleri arasındaki mücadele transistör tasarımlarında büyük değişimlere neden oldu [2].

1930’da Lilienfield’in Metal Oksit Yarıiletken Alan Etkili Transistör (MOSFET) fikrini ortaya atmasına rağmen, ilk MOSFET 1960 yılında Kahn ve Attala tarafından üretildi. Bundan sonra MOSFET’ler entegre devrelerde (IC) ve yarıiletken teknolojisinde en çok kullanım alanına sahip elemanlar oldu. Silisyum tabanlı entegre devrelerde MOSFET’lerin kullanılma nedenleri aşağıda sıralanmıştır [1].

- Üretim kolaylığı
- Yüksek yoğunlukta birleştirilebilme

1.1.2 Düşük Gerilim Gereksinimi

Transistör sayısındaki hızlı artış ile birlikte transistörlerin geometrik boyutları da hızlı bir şekilde küçülmektedir. 2011 yılında Intel 22 nm CMOS prosesi kullanan işlemci mimarisini (Ivy Bridge) piyasaya sunmuştur [32]. Prosesin bu kadar küçük boyutlara düşmesi, önümüzdeki yıllarda yarıiletken teknolojisinde güvenilirliğin daha önemli olacağını göstermektedir [3]. Boyutlardaki bu hızlı küçülme, entegrenin sağlıklı çalışmamasına neden olan bir takım sorunları da beraberinde getirmektedir [1]. Bu sorunlardan bir tanesi entegre yapılarında kullanılan transistörlerin geometrik olarak küçülmesi ile birlikte mevcut çalışma gerilim seviyesinin transistör oksit katmanı üzerindeki gerilim stresini arttırmasıdır. Transistörün gittikçe incelen oksit tabakasında artan elektrik alan dolayısıyla geçit oksit çökmesi (gate oxide breakdown) oluşma durumu tetiklenmektedir [5].



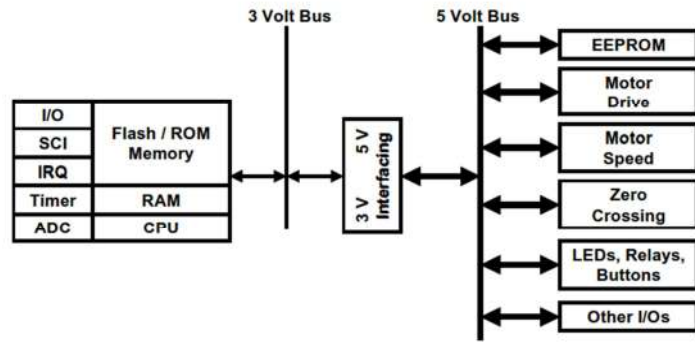
Şekil 1.2 Oksit kalınlığının yıllara göre değişimi [15]

Yarı iletken teknolojilerinde yaşanan bu gelişmeler, küçük boyutlarda daha hızlı ve daha kompleks kontrolörleri üretebilmek açısından, entegre üreticilerini düşük gerilimde çalışan sistemler tasarlamaya teşvik etmektedir. Çalışma gerilimlerinin düşmesi, entegre üreticilerine doğrudan bağlı gömülü sistem tasarım sektörünü de etkilemektedir. Üreticilerin klasik 5 V sistemlerden daha düşük gerilim seviyelerine geçiş aşamasında olması, gömülü sistem tasarımcılarını da 3.3 V ve daha düşük gerilimde çalışan sistemler tasarlamaya yönlendirmektedir.

1.1.3 Mevcut Durum ve 3.3 V

3.3 V (± 0.3 V), JEDEC (Joint European Devices Engineering Council) kuruluğu tarafından belirlenen, regüle kaynaklar için standart bir gerilim seviyesidir. JEDEC kurumu uluslararası bir kurum olup, elektronik endüstrisinde ortak standartları belirleme üzerine çalışmalar yapmaktadır [4].

Düşük besleme gerilimlerinin devre elemanlarının boyutlarının küçülmesine olanak vermesinin dışında, daha az enerji tüketimi ve hız gibi birçok avantajı bulunmaktadır. Bu avantajlarından dolayı yıllardır standart olarak kullanılan 5 V'luk tasarımlar yerlerini 3.3 V ve daha düşük besleme gerilimlerine bırakmaktadır. Günümüzde 3.3 V işlemcilerin kullanımı giderek artmaktadır. 2009 yılında yayınlanan bir makaleye göre 3.3 V sayısal işaret işleyicilerin (DSP) satışlarındaki artışın tüm sayısal işaret işleyicilerin satışlarındaki artışa oranla 2 kat daha fazla olduğu belirtilmektedir [33]. 8-bit mikrodenetleyicilerin kullanıldığı tasarımlarda, 3.3 V gibi daha düşük besleme gerilimlerine geçiş süreci bir süredir devam etmektedir. Geçiş süreci boyunca 3.3 V tasarıma uyumlu olarak üretilen birçok devre elemanı olmasına rağmen, farklı besleme gerilimlerine ihtiyaç duyan elemanların aynı tasarımda kullanılacağı durumlarda 3.3 V - 12 V, 3.3 V - 5 V gibi “Karma Tasarım” yöntemleri kullanılmaktadır.



Şekil 1.3 Karma tasarım örneği [5]

1.2 Tezin Amacı

Bu tez çalışmasında 3.3 V gerilimde çalışan bir beyaz eşya kontrol kartının donanımsal tasarım süreci ve tasarımlarda 3.3 V çalışma gerilimi kullanımının güç ve maliyet açısından avantaj ve dezavantajları hakkında bilgi verilmesi amaçlanmaktadır.

Devre tasarımlarında besleme gerilimi seçimi, gerek tasarımda kullanılan komponentlerin performansı, gerekse tasarımların güç tüketimi ve maliyeti açısından önemli bir konudur. 8-bit mikrodenetleyicilerde 3.3 V besleme gerilimine geçiş sürecinin başlaması ile beraber, 3.3 V besleme geriliminin beyaz eşya kontrol kartı tasarımı alanında avantajları, dezavantajları, maliyet ve güç tüketimi konuları üzerine çalışılması gerekliliği ortaya çıkmıştır. Bu çalışmada, öncelikle düşük gerilim seviyelerinde (3.3 V ve daha düşük) çalışan tasarım ihtiyacının oluşmasının nedenleri hakkında literatür araştırması yapılmıştır. Daha sonra 3.3 V çalışma geriliminin beyaz eşya kontrol kartı tasarımı alanında avantajları / dezavantajları, maliyeti, ve güç tüketimini incelemek için 3.3 V gerilimde çalışan bir fırın kontrol kartı tasarlanmıştır. Fonksiyonel açıdan bir problem olmadığı görüldükten sonra güç ve maliyet analizleri gerek bu tasarım bazında gerekse klasik 5 V tasarımlar ile karşılaştırılarak yapılmıştır. Ayrıca 3.3 V tasarımlarda kullanılması muhtemel olan donanım bloklarının tasarımı, karşılaşılabilecek problemler ve çözümleri hakkında araştırma yapılmıştır.

1.3 Hipotez

Beyaz eşya kontrol kartı tasarımı alanında besleme gerilimi olarak 3.3 V kullanımı, 5 V kullanımına göre belli bir miktarda güç tüketimini düşürecektir. Ayrıca 3.3 V'luk tasarımlara geçiş henüz tam olarak gerçekleşmediğinden, kullanımı gerekecek ek donanım bloklarının tasarım maliyetine etkisi olacaktır.

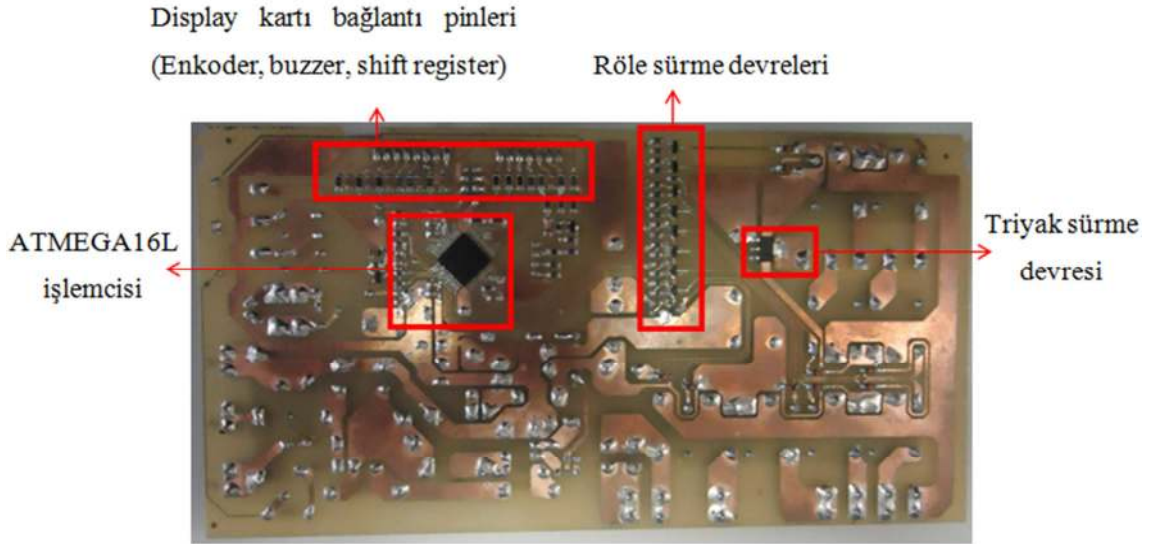
BÖLÜM 2

DONANIM TASARIMI

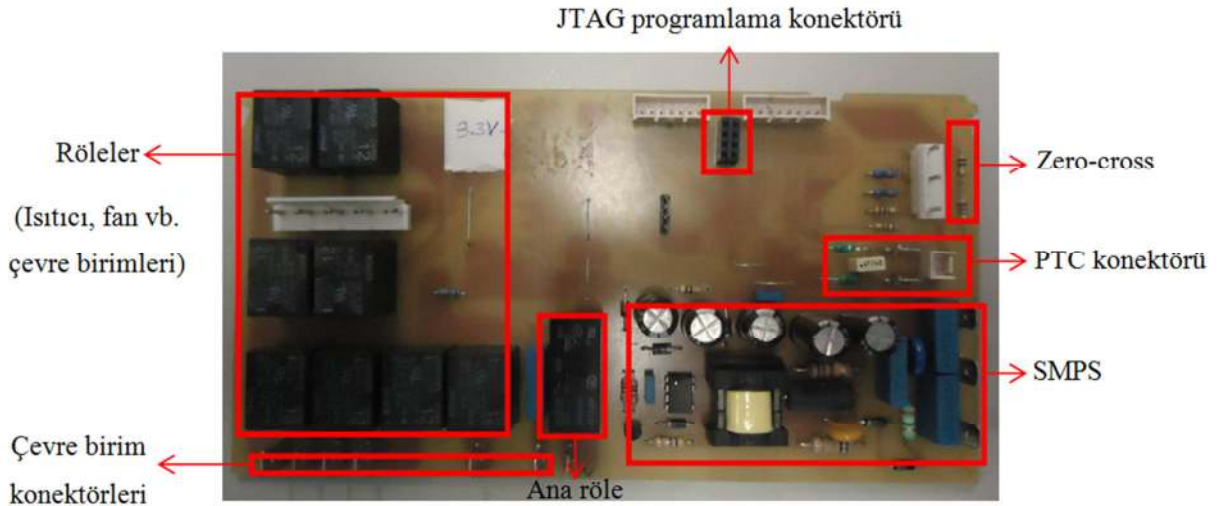
Tez çalışması kapsamında 3.3 V geriliminde çalışan beyaz eşya (fırın) kontrol kartı donanımsal olarak tasarlanmıştır. Bu bölümde 3.3 V besleme geriliminde çalışan kontrol kartı için tasarlanan donanım blokları ve bunların analizi anlatılacaktır. Kontrol kartı tasarımında, öncelikle 3.3 V çıkış gerilimine sahip bir SMPS (Switched Mode Power Supply) tasarımı yapılmıştır. Daha sonra fırın kontrolünde kullanılacak donanım blokları tasarlanmıştır. Bu bloklar:

- Röle sürme devresi
- Triyak sürme devresi
- Shift register ve LED sürme devreleri
- Buzzer devresi
- Enkoder ve buton algılama devresi
- Zero-Cross devresi
- PTC devresi

Kontrol kartında Atmel Atmega16L mikrodenetleyicisi kullanılmıştır. Tasarlanan kontrol kartının ön ve arka yüzündeki donanım blokları Şekil 2.1 ve Şekil 2.2’de gösterilmiştir.



Şekil 2.1 Kontrol kartı ön yüz



Şekil 2.2 Kontrol kartı arka yüz

2.1 SMPS Tasarımında Geri Besleme Yapısı

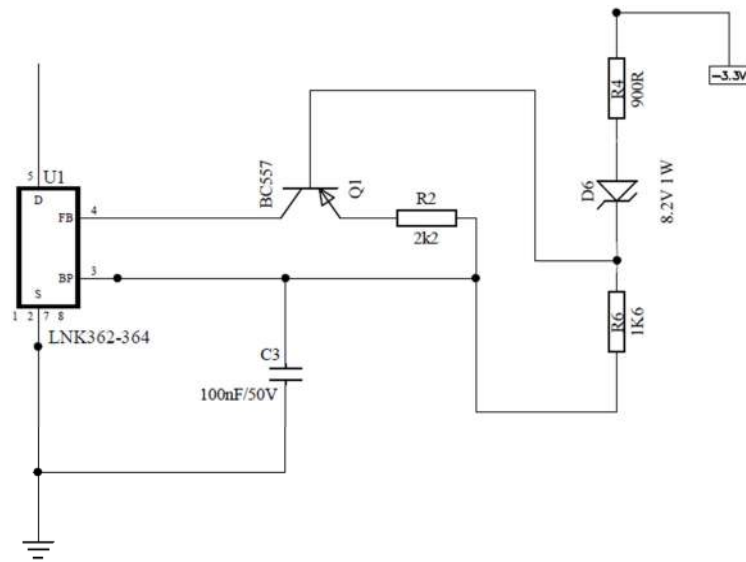
Bu çalışmada 3.3 V çıkış gerilimi elde edebilmek için flyback topolojisine sahip bir SMPS yapısı kullanılmış ve SMPS anahtarlama elemanı olarak, PI firmasının LNK364pn entegresi kullanılmıştır. Tasarlanan gerilim kaynağındaki iki çıkıştan, -12 VDC rölelerin ve -3.3 VDC tasarımda mikrodenetleyici olarak kullanılan Atmega16L işlemcisinin ve diğer donanım bloklarının (triyak, I/O ve diğer aktif/pasif bileşenler) sürülmesinde kullanılmaktadır. İşlemcinin V_{cc} pini SMPS 0 V çıkışına, işlemcinin GND pini ise -3.3 V çıkışına bağlanmıştır. -12 VDC için ihtiyaç olan maksimum güç 2.5 W, -3.3 V için ise maksimum 1 W'tır. Güç kaynağının çıkış gücü 6 W olduğuna göre,

tasarım ihtiyacın üzerinde, güvenli bölgededir. Bu güç kaynağı, izolesiz flyback-SMPS tipinde bir güç kaynağıdır.

SMPS tipi güç kaynağının avantajları şöyledir:

- Şebekeden çektiği akım, devrenin ihtiyacı kadardır. Stand-by durumunda harcanan güç 420 mW olduğuna göre, maksimum 1 W olan stand-by güç yönetmeliğine uygun olduğu söylenebilir.
- Toplam 3.5 W olan güç ihtiyacını fazlasıyla karşılamaktadır.
- Verimi yüksektir; çalışması esnasında ürettiği enerjinin kaybı çok düşüktür. Enerjinin ısıya dönüşen bölümü çok azdır. Bu sayede, 85°C çalışma sıcaklığıyla sınırlı kart bölgesinin daha da ısınmasına yol açmaz.

Flyback topolojisine sahip SMPS'lerde, geri besleme yapısının tasarımı, doğru çıkış gerilimi elde edebilmek için önemli bir aşamadır. Bu tasarımın geri besleme yapısı Şekil 2.3'te görülebilir.



Şekil 2.3 Geri besleme yapısı

LNK364 entegresinin katalog bilgilerinde FB (Feedback) pini geriliminin entegre içerisinde 1.63 V'a ayarlandığı belirtilmiştir. Bu pine akan akımın 49 uA'den büyük olması durumunda entegre, sıradaki döngüde anahtarlamayı kesecek ve tekrar anahtarlamaya başlamak için pine akan akım 49 uA'den küçük olana kadar bekleyecektir.

Ayrıca katalogda BP (Bypass) pininden entegrenin referans noktası olan S (source) pinine 100 nF'lık bir kapasitör koyulması önerilmektedir. BP pini gerilimi entegre içerisindeki regülatör ile 5.8 V'a ayarlanmıştır.

Geri besleme yapısının tasarımında yapılan hesaplamalar aşağıdaki gibidir:

FB pinine 49 uA aktığı durumda Q1 transistöründe (BC557)

$$I_C = I_E = 49 \mu A \quad (2.1)$$

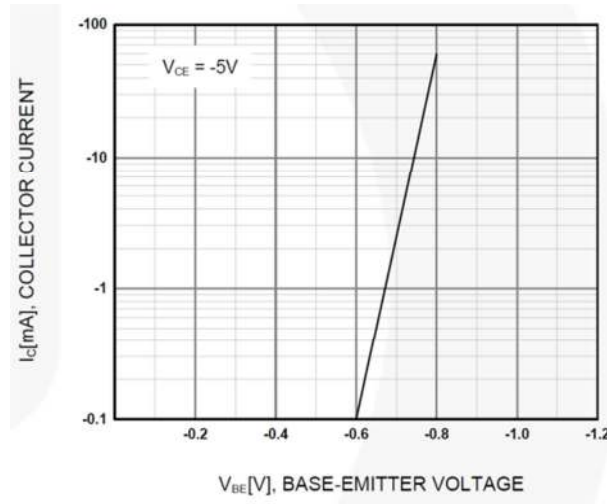
$$V_{C3} = 5.8 V \quad (2.2)$$

Emiter gerilimi:

$$V_E = V_{C3} - (I_E \times R_2) = 5.8 - (49 \times 10^{-6} \times 2200) = 5.69 V \quad (2.3)$$

BC557 V_{BE} gerilimi -0.6 V olduğuna göre transistörün baz gerilimi (V_B):

$$V_B = 5.69 - 0.6 = 5.09 V \quad (2.4)$$

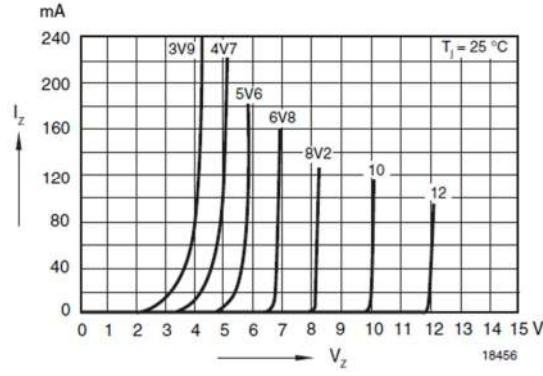


Şekil 2.4 BC557 transistöründe kolektörden geçen akıma göre değişen V_{BE} gerilimi [30]

Transistör baz gerilimi bilindiğine göre R6 (1.6 kΩ) üzerinden geçen akım bulunabilir.

$$I_{R6} = \frac{V_{C3} - V_B}{R_6} = \frac{5.8 - 5.09}{1600} = 444 \mu A \quad (2.5)$$

8.2 V Zener diyot kırılma gerilimi (V_Z), zener üzerinden geçen akım (I_Z) azaldıkça, azalmaktadır. Bypass kapasitesinden çekilebilecek akım sınırlı olduğu için zenerden az akım geçirilmektedir. Bu nedenle zener diyotun kırılma gerilimi tolerans aralığı alt limitine yakın bir değer olan 8.1 V kabul edilmiştir.



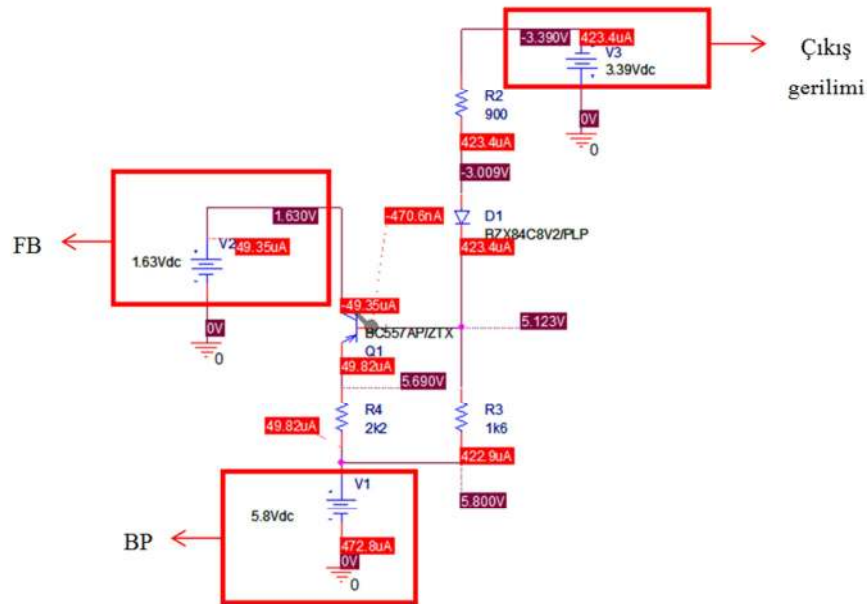
Şekil 2.5 Üzerinden geçen akıma göre değişen zener kırılma gerilimi

SMPS çıkışındaki gerilim:

$$V_o = 5.09 - 8.1 - (900 \times 444 \times 10^{-6}) = 3.4 \text{ V} \quad (2.6)$$

bulunur.

Geri besleme yapısının PSPICE analizinde, FB pinine akacak akımın 49 uA eşik değerinde olduğu durumda çıkış geriliminin hangi değerde olacağı gözlemlenmek istenmiştir. Bu amaçla entegre içerisinde 1.63 V'a ayarlanan FB pini ve 5.8 V'a ayarlanan BP pinine bağlı kapasitör belirtilen değerlerde 2 adet DC gerilim kaynağı (V1, V2) kullanılarak simüle edilmiştir. 1.63 V'luk gerilim kaynağına (V2) akan akım gözlemlenmiştir. Çıkış gerilimi -3.39 V iken FB pinine akan akımın 49 uA (anahtarlama için limit değer) olduğu görülebilir.



Şekil 2.6 Geri besleme yapısının PSPICE analizi

Tasarım sonrası SMPS çıkışında ölçülen gerilim:

$$V_o = -3.39\text{ V} \quad (2.7)$$

olduğu görülmüştür. Belirtilen geri besleme yapısı flyback topolojisine sahip SMPS yapısının kullanıldığı 3.3 V'luk tasarımlarda kullanılabilir.

2.2 Röle Sürme Devresi

Sistemde fırının rezistans, fan gibi çevre birimlerini kontrol eden 8 adet röle ve tüm bu rölelere giden AC hattı kontrol eden 1 adet ana röle bulunmaktadır. Ana röle 12 V 16 A'lık iken diğer röleler 12 V 10 A'lıktır. Tasarımda kullanılan rölelerin tümü 12 V'luktur ve SMPS tasarımında rölelerin pick-up gerilimleri dikkate alınmıştır. Röleler BC857 PNP tip transistörler ile sürülmüştür. Röleye ters bağlanan bir diyot ile röle bobinlerinde zıt EMK dolayısıyla oluşacak gerilimden transistörün etkilenmesine karşı önlem alınmıştır. Tasarım için yapılan hesaplamalar aşağıda verilmiştir.

BC857 katalog değerleri:

$$V_{BESAT} = 0.75\text{ V} (I_C = 30\text{ mA}) \quad (2.8)$$

$$h_{FE} = 200 \text{ (minimum)} \quad (2.9)$$

Omron G5LA-14 12 VDC rölesini 12 V gerilimde sürebilmek için gereken akım:

$$I_{RATED} = 30\text{ mA} \text{ (coil resistance} = 400\ \Omega) \quad (2.10)$$

16 A'lık ana röleyi sürebilmek için gereken akım:

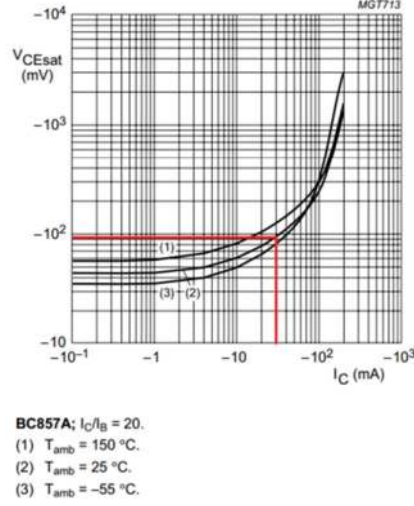
$$I_{RATED} = 33\text{ mA} \text{ (coil resistance} = 400\ \Omega) \quad (2.11)$$

Mikrodenetleyici 3.3 V ile çalıştırıldığında, transistörün saturasyonda çalışabilmesi ve baz akımının 1 mA olabilmesi için baz direnci:

$$R_{base} = \frac{3.3 - 0.75}{1 \cdot 10^{-3}} = 2.55\text{ k}\Omega \quad (2.12)$$

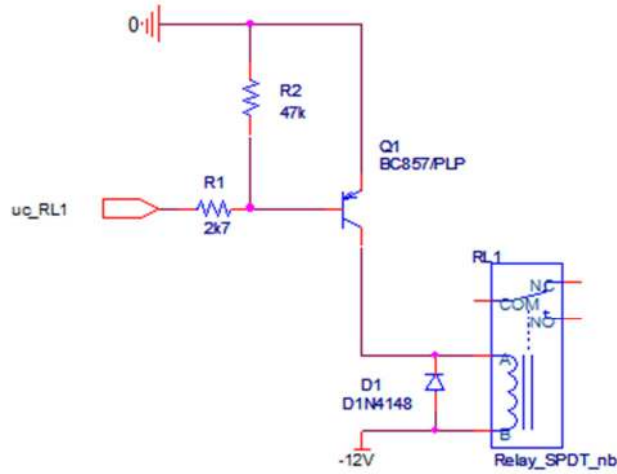
olarak hesaplanır.

BC857 transistörünün katalog bilgilerine göre kolektör akımı 30 mA ve transistör saturasyonda iken V_{CESAT} değerinin 90 - 100 mV civarında olduğu Şekil 2.7 'de görülebilir.



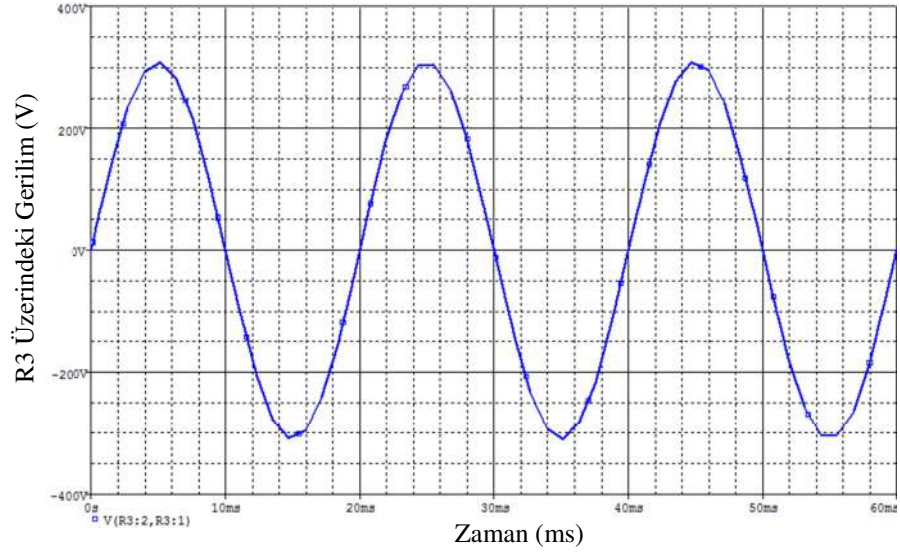
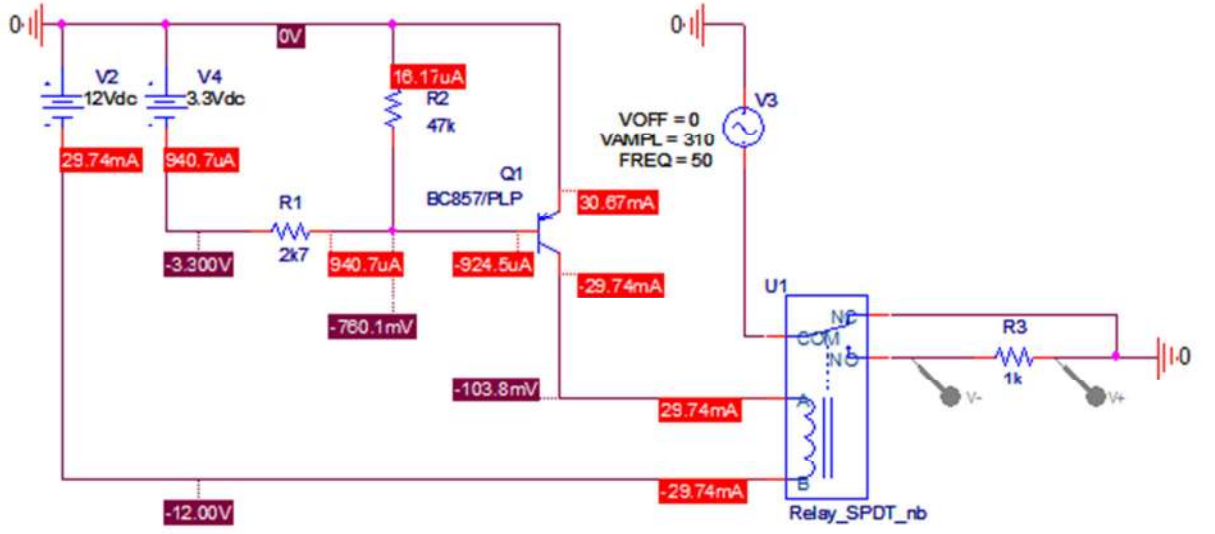
Şekil 2.7 BC857 V_{CESAT} / I_C değişimi [29]

Devrede R_{base} direnç değeri için 2.7 k Ω kullanılmıştır. Tasarımın devre şeması Şekil 2.8’de verilmiştir.



Şekil 2.8 Röle sürme devresi

Tasarımın PSPICE analizinde röle katalog verileri kullanılarak ORCAD’de ilgili röle oluşturulmuş ve transistör bazı LOW (-3.3 V) duruma çekilerek transistör iletime geçirilmiştir. Simulasyon sonuçlarına göre, transistör V_{CESAT} geriliminin 103 mV olduğu dolayısıyla saturasyonda çalıştığı söylenebilir. Ayrıca rölenin iletimde olduğu, anahtarlanacak çevre birimini temsilen (ısıtıcı, fan gibi) bağlanan R3 yükü üzerinde oluşacak gerilimin farksal ölçümü ile doğrulanmıştır. Tasarımın PSPICE analizi (DC Bias ve transient analizleri) Şekil 2.9’da gösterilmiştir.



Şekil 2.9 Röle devresinin PSPICE analizi

Tasarım sonrası transistörlerin saturasyonda çalışıp çalışmadığını görmek amacıyla ölçümler alınmıştır. Çevre birimlerini kontrol eden röle (10 A) çektiği durumda ölçülen V_{CE} değeri:

$$V_{CE} = 0.093V \quad (2.13)$$

Ana röle (16 A) çektiği durumda ölçülen V_{CE} değeri:

$$V_{CE} = 0.098V \quad (2.14)$$

Devrede alınan ölçümler ile transistörlerin saturasyonda çalıştığı doğrulanmıştır.

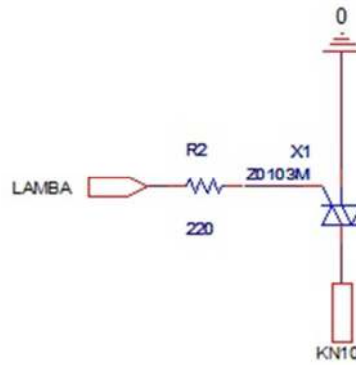
2.3 Triyak Sürme Devresi

Fırının içerisindeki lamba, Z0103M model triyak ile sürülmektedir. Triyak devresi için yapılan hesaplamalar aşağıda verilmiştir.

Z0103M katalog değerleri: (I_{GT} : Gate trigger current, V_{GT} : Gate trigger voltage)

$$I_{GT} = 5 \text{ mA (maksimum)} \quad (2.15)$$

$$V_{GT} = 1.3 \text{ V (maksimum)} \quad (2.16)$$



Şekil 2.10 Triyak sürme devresi

Triyakın tetiklendiğinden emin olabilmek için gate pininden çekilecek akımının 5 mA'den büyük olması gerekmektedir. Bunun için gate direnci:

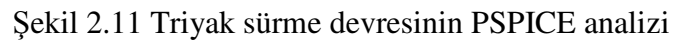
$$R_G \leq \frac{3.3 - 1.3}{5 \cdot 10^{-3}} \quad (2.17)$$

$$R_G \leq 400 \Omega \quad (2.18)$$

olarak hesaplanır.

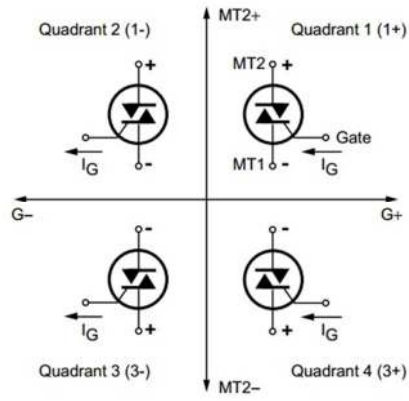
Tasarımda R_G direnç değeri için 220 Ω kullanılmıştır. Elde edilen devre şeması Şekil 2.10'da verilmiştir.

Tasarımın PSPICE analizi için Z0103M model triyakın kütüphane dosyaları üretici firmanın internet sitesinden indirilmiştir. Triyak gate pini LOW (-3.3 V) duruma çekilerek triyak iletime geçirilmiştir. Simulasyon sonuçlarına göre, triyak gate akımının 10.98 mA olduğu görülmüştür. Dolayısıyla triyakın tetikleme açısından güvenli bölgede olduğu söylenebilir. Ayrıca triyakın iletime geçtiği, lambayı temsilen bağlanan R1 yükü


$$I_G = 10.3 \text{ mA} \quad (2.19)$$

$$V_G = 0.825V \quad (2.20)$$

Şekil 2.12’de triyak çalışma bölgeleri gösterilmiştir.

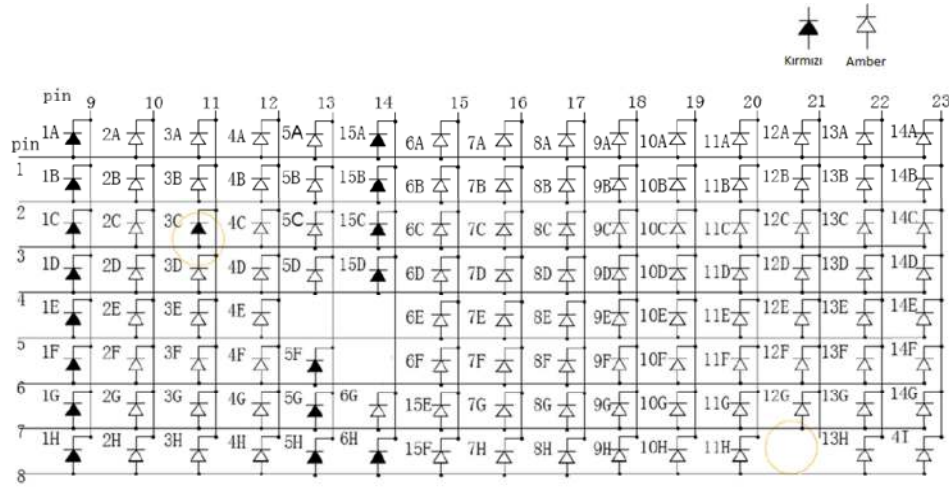


Şekil 2.12 Triyak çalışma bölgeleri [12]

Tasarımda triyak gate polaritesi, referans pinine göre negatiftir. Şebeke gerilimi ve negatif gate akımı dolayısıyla triyakın 2. ve 3. bölgede (quadrant) sürüldüğü söylenebilir.

2.4 Shift Register ve LED Sürme Devreleri

Projede kullanılan ekranın devre şeması Şekil 2.13'te gösterilmiştir. Bu ekranı sürmek için bir tanesi satır iki tanesi de sütun kısmını kontrol eden, toplamda üç adet kaskat şekilde bağlanmış 74HC595 entegresi kullanılmaktadır. 74HC595 entegrelerinin çalışma geriliminin 2 V - 6 V aralığında olması 3.3 V tasarımda tercih edilmesinin en önemli sebebidir. Ekranın 1'den 8'e kadar olan satırları tarama yöntemi ile sürülmektedir. Bir satırda aynı anda en fazla 15 adet LED'in ortak anotlu olarak sürülebileceği ve her LED'den 10 mA'lık akım geçirmenin parlaklık açısından yeterli olduğu düşünülürse, transistörün kolektöründen geçebilecek maksimum akım değeri 150 mA'dır. Bu işlemler için kolektör maksimum akım değeri (I_{Cmax}) 500 mA olan, MMBTA92 PNP tip transistörler kullanılmıştır.



Şekil 2.13 Ekran devre şeması

Ortak anotlu yapıdaki ekranın 3.3 V ile sürülebilmesi için kullanılan yöntem ve yapılan hesaplamalar aşağıdaki gibidir:

MMBTA92 katalog bilgileri ve ölçülen değerler:

$$V_{CESAT} = 0.5 \text{ V (Bütün LED'ler aktif, } I_C \text{ maksimum durumda)} \quad (2.21)$$

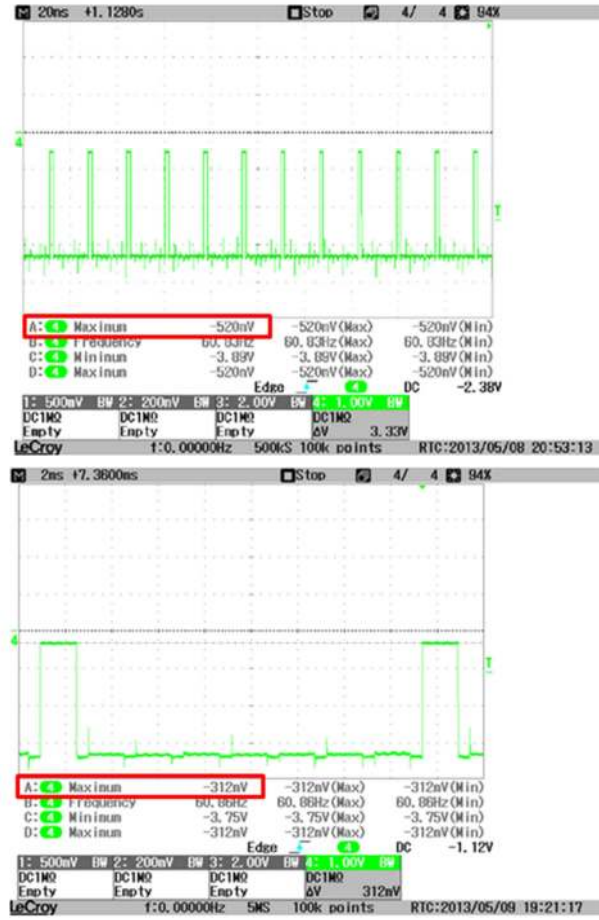
$$V_{CESAT} = 0.3 \text{ V (Normal çalışma durumunda) (Şekil 2.14)} \quad (2.22)$$

$$V_{BESAT} = 0.9 \text{ V (maksimum)} \quad (2.23)$$

$$h_{FE} = 25 \text{ (minimum)} \quad (2.24)$$

Ayrıca amber renk olan LED'lerin ileri yönde gerilim düşümü (V_F) 2.1 V'dur.

LED sürme devresindeki seri direnç, LED'in üzerinden geçecek akımı, dolayısıyla LED parlaklığını belirler. Tasarımda normal çalışma süresince her bir LED'in üzerinden 10 mA akım geçirilmesi istenilmiştir. Transistörün V_{CESAT} gerilimi I_C akımına bağlı olarak değişmektedir. Bütün LED'lerin aktif ve I_C 'nin maksimum (150 mA) olduğu durumda V_{CESAT} katalogda belirtilen maksimum değer olan 0.5 V civarında olmaktadır. Ancak bu durum sadece ilk çalışma esnasında anlık olarak gerçekleştiği için bu değer yerine, normal çalışmada alınan ölçümler sonucu elde edilen 0.3 V değeri hesaplamalarda V_{CESAT} olarak kullanılmak üzere kabul edilmiştir. Ölçüm sonucunu gösteren osiloskop çıktısı Şekil 2.14'deki gibidir.



Şekil 2.14 Normal durumda (altta) ve tüm LED’ler aktif (üstte) iken V_{CE} ölçümü

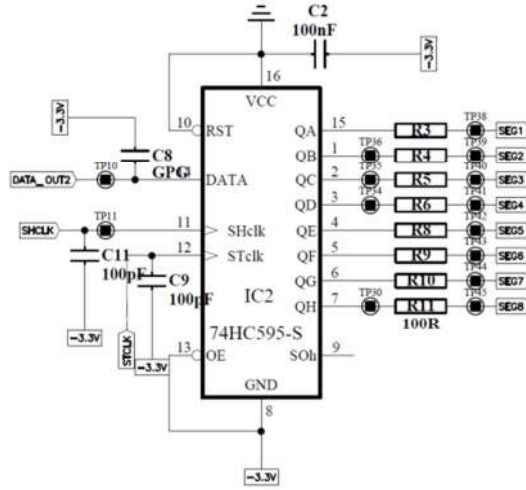
Seri direncin üzerine düşen gerilim:

$$V_R = V_{SUPPLY} - (V_{CESAT} + V_F) = 3.3 - (0.3 + 2.1) = 0.9 \text{ V} \quad (2.25)$$

bulunur. LED üzerinden geçirilecek akımın 10 mA olması istenildiğinden seri direnç değeri:

$$R_s = \frac{0.9}{10 \cdot 10^{-3}} = 90 \, \Omega \quad (2.26)$$

bulunur. LED seri direnç değeri için 100 Ω kullanılmıştır. Tasarımın devre şeması Şekil 2.15’de verilmiştir:



Şekil 2.15 74HC595 Shift Register devresi

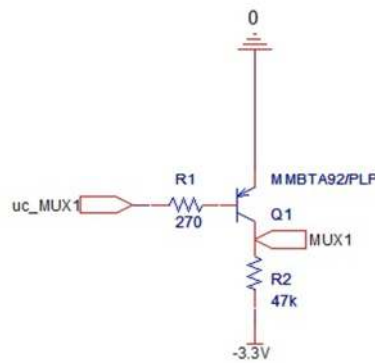
Tasarımın gürültüye olan bağışıklığını arttırmak amacıyla veri hatları ve -3.3 V arasında 100 pF'lık kapasitörler eklenmiştir. Shift Register devresinde transistör (MMBTA92) saturasyon bölgesinde çalıştırılmaktadır. Bu transistörün baz direnci aşağıdaki gibi hesaplanır.

Baz akımı 10 mA olduğunda transistör baz direnci:

$$R_{base} = \frac{3.3 - 0.9}{10 \cdot 10^{-3}} = 240 \, \Omega \quad (2.27)$$

bulunur. Tasarımda R_{base} direnç değeri için 270 Ω kullanılmıştır.

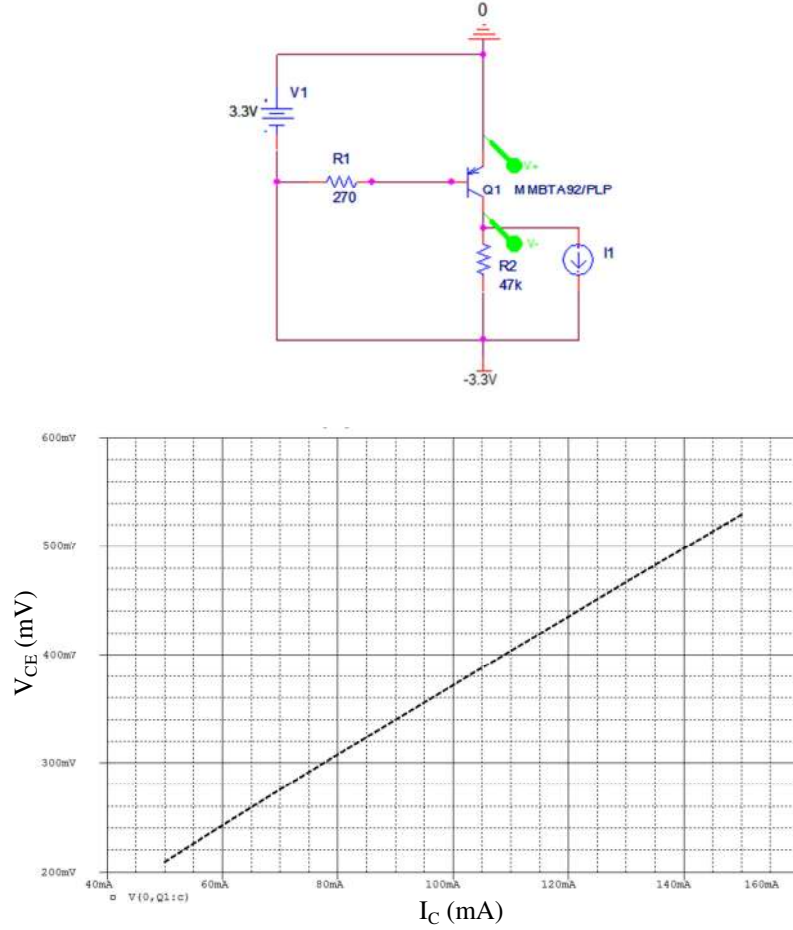
Elde edilen devre şeması Şekil 2.16'da verilmiştir:



Şekil 2.16 LED sürme devresi

Kolektör akımına göre değişen V_{CE} gerilimi PSPICE analizi ile gözlemlenmek istenmiştir. Bu Şekil 2.17'deki gibi kolektöre değişken bir akım kaynağı (I1) bağlanarak yapılabilir. Belli aralıklarla değeri değişen akım kaynağı, kolektörden çekilen akımı

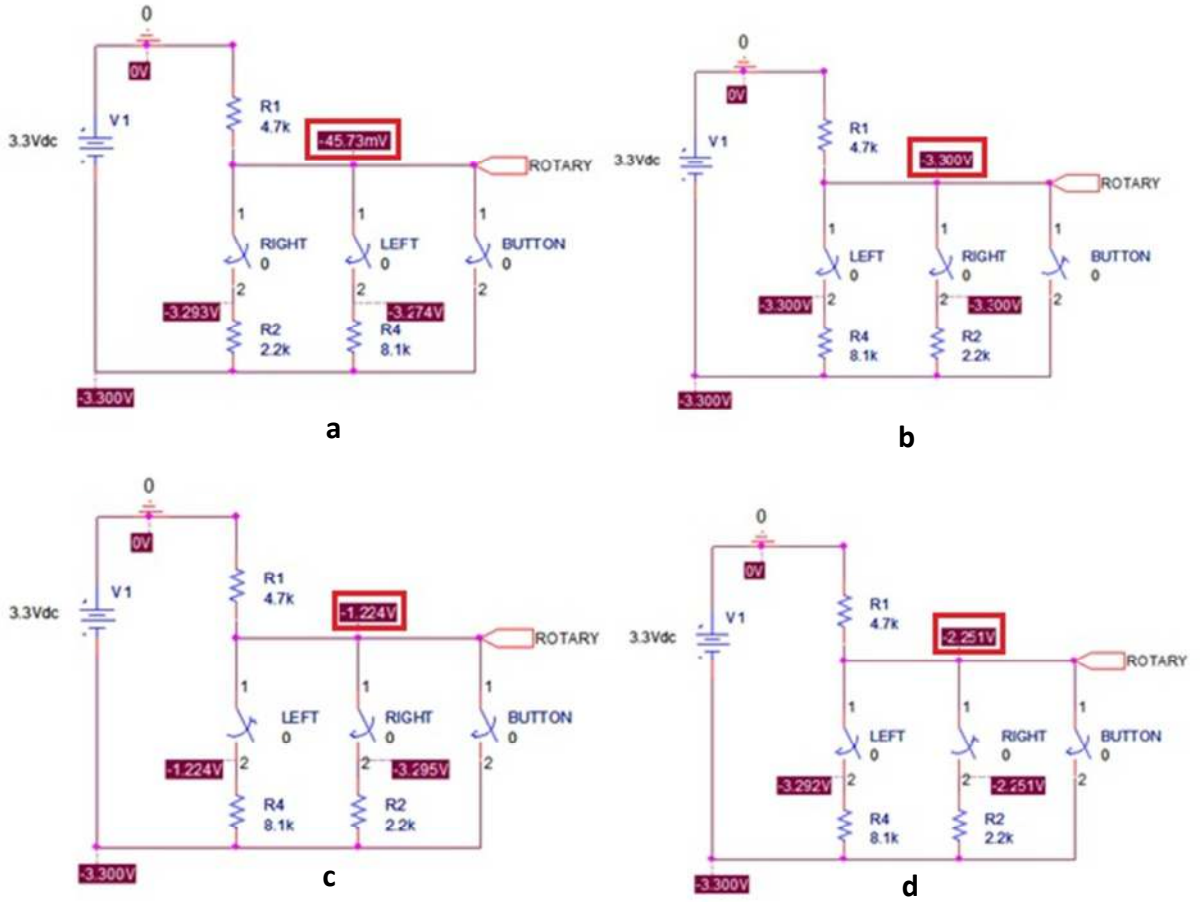
değiştirecek, bu değerlerde oluşacak V_{CE} gerilimi gözlemlenebilecektir. 50 - 150 mA aralığında değişen kolektör akımına göre oluşacak V_{CE} geriliminin PSPICE (DC Sweep) analizi Şekil 2.17’deki gibidir.



Şekil 2.17 LED sürme devresinde transistör I_C/V_{CE} değişimi PSPICE analizi

2.5 Buzzer Sürme Devresi

Tasarımda kullanılan buzzer, push-pull tekniği ile sürülmüştür. Birinci transistör ON iken, ikinci transistör de ON konumundadır. Aynı şekilde ikinci transistor OFF iken birinci transistor de OFF konumundadır. Bu şekilde PWM (%50 Duty cycle) ile sürülen buzzerda akım çift taraflı akmakta ve ses daha şiddetli çıkmaktadır. Her iki transistör de saturasyonda anahtarlama elemanı olarak kullanılmaktadır. Tasarımın devre şeması Şekil 2.18’deki gibidir.

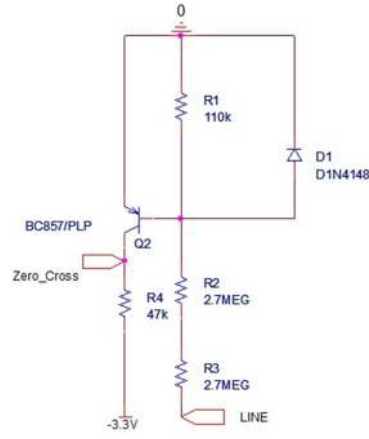


Şekil 2.19 ADC kanalından enkoder ve buton okuma PSPICE analizi

Yazılımsal olarak, bir okuma 150 ms içerisinde tamamlanır. 150 ms içerisinde toplanan 25 verinin medyan ve debounce sonuçlarından enkoder pozisyonu okunur.

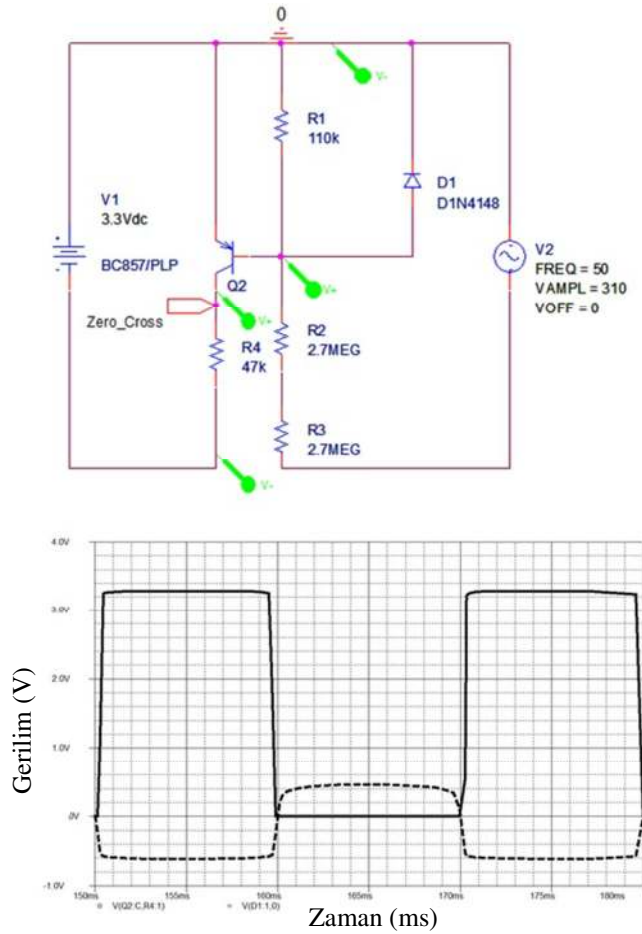
2.7 Zero-Cross Devresi

Zero Cross devresi ile 220 V şebeke gerilimi 50 Hz veya 60 Hz'lik kare dalga saat kaynağı olarak işlemciye verilir. Yüksek empedanslı dirençlerle gerilim bölünür ve yarım dalga doğrultma ile transistor saturasyonda çalıştırılarak, 3.3 V genliği olan kare dalga elde edilir. Tasarımın devre şeması Şekil 2.20'de verilmiştir.



Şekil 2.20 Zero-Cross devresi

Zero-Cross devresi PSPICE analizi (transient analizi) için devreye şebeke gerilimi (V2) verilmiş, çıkışta görülen 3.3 V genlikli kare dalga (50 Hz) ve şebeke geriliminin alternansına göre değişecek transistör baz gerilimi Şekil 2.21’de gösterilmiştir. Şebeke geriliminin negatif alternansında transistör iletime geçer iken, pozitif alternansında ise transistör kesimdedir.

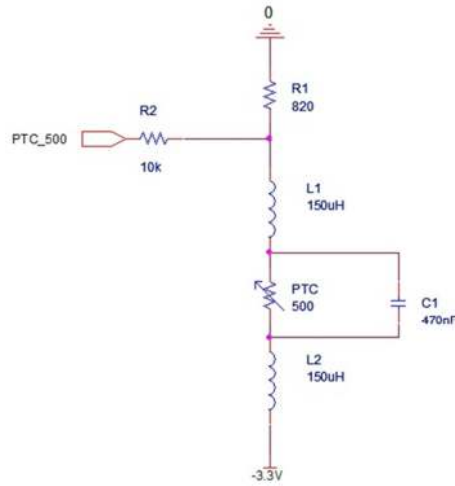


Şekil 2.21 Zero-Cross devresi PSPICE analizi

2.8 PTC

Sıcaklık sensörü olarak PT-500 sensörü kullanılmıştır. PT-500 sensörü, -200°C ile $+500^{\circ}\text{C}$ sıcaklıkları arasında çalışan bir sensördür.

PT-500 sensörü ile sensöre seri bağlanan direnç değerinin ortak uçlarından, mikrodnetleyicinin ADC kanalına, örnekleme zamanının ihmal edilebilir seviyede olması için direnç bağlanması gerekmektedir. Bu direnç değeri, Atmega 16L mikrodnetleyicisinin kataloğunda tavsiye edildiği gibi $10\text{ k}\Omega$ seçilmiştir. Devrenin gürültüden etkilenmesini engellemek için PTC'den kart giriş konektörlerine 150 uH 'lik seri bobinler bağlanmıştır. Ayrıca aynı amaçla PTC elemanına paralel olarak 470 nF 'lık kapasite eklenmiştir. PT-500 algılayıcısının devreye bağlantısını sağlamak için pabuç konektör kullanılmıştır. Tasarımın devre şeması Şekil 2.22'de gösterilmiştir.



Şekil 2.22 PTC devresi

BÖLÜM 3

GÜÇ ANALİZİ

Bu bölümde besleme gerilimi olarak 3.3 V kullanılmasının, devre tasarımlarında güç tüketimine olan etkisi hakkında bilgi verilecektir. Öncelikle elektronik gereçlerin stand-by güç tüketimi hakkında bilgi verilecek, bu konu hakkında uygulanan tedbirler ve Avrupa Komisyonu’nun ilgili düzenlemelerinden bahsedilecektir. Ayrıca güç tüketimi konusunda, besleme gerilimi olarak 3.3 V veya 5 V seçiminin ne kadar kritik bir parametre olduğu incelenecek, donanım bloklarının 3.3 V veya 5 V olması durumunda güç tüketim miktarları karşılaştırılacaktır.

3.1 Stand-by Güç Tüketimi

Elektronik gereçlerde stand-by modu, uyku modu olarak da bilinir. Genel tanımı şebekeye bağlı bir elektronik aletin çalıştırılmaya hazır konumda beklemesi, düşük güç tüketmesi ve bu esnada saat, ekran gösterimi, vb. temel işlevlerini yerine getirmesi anlamına gelir. Her ne kadar stand-by modundaki güç tüketimi az gibi gözükse de, ilgili cihazdan binlerce veya milyonlarca kullanıldığı düşünüldüğünde ortaya çıkan güç tüketim değerinin önemi artmaktadır. Ayrıca günümüzde birçok kullanıcının, elektronik gereçleri kullanmadığı durumda şebekeye bağlı olarak bıraktığı düşünüldüğünde stand-by güç tüketiminin ne kadar önemli bir konu olduğu anlaşılabilir.

“The Economist” dergisinde yayınlanan bir makaleye göre Fransa’da yapılan bir araştırmada hanelerdeki toplam stand-by güç tüketimi, toplam genel güç tüketiminin %7’sini oluşturmaktadır. Benzer araştırmalar, daha sonra Hollanda, Avustralya ve Japonya gibi gelişmiş ülkelerde de tekrarlanmış ve sonucun farklı olmadığı görülmüştür [6].

Bahsedilen nedenler ile elektronik cihazların stand-by güç tüketiminin ülkelerarası anlaşmalarla düzenlenmesinin gerekliliği ortaya çıkmıştır. Bu alanda topluluklar ve ülkeler kendi içlerinde yasalarla düzenleme yapabilmektedir. Dolayısıyla üreticiler, ilgili ülkeye veya topluluğa ürün ihraç edebilmek için bu düzenlemelere uymakla yükümlüdürler. Avrupa Komisyonu’nun “Ecodesign” başlığı altında yaptığı düzenlemelerde stand-by güç tüketimi ile ilgili aldığı son karar Çizelge 3.1’de gösterilmiştir.

Çizelge 3.1 Avrupa Komisyonu Stand-by güç tüketim kararları [7]

Mod	07.01.2010 tarihinden sonra maksimum güç tüketimi	07.01.2013 tarihinden sonra maksimum güç tüketimi
OFF	1.00 W	0.5 W
Stand-by (Ekran yok)	1.00 W	0.5 W
Stand-by (Ekran var)	2.00 W	1.00 W

Tasarlanan prototip kartın ölçülen stand-by güç tüketimi 420 mW’dır. Dolayısıyla tasarımın limitlerin içerisinde ve güvenli bölgede olduğu söylenebilir.

Tasarımlarda besleme geriliminin düşmesinin, güç tüketiminin azaltılmasına olan etkisi düşünüldüğünde 3.3 V kullanılan tasarımlarda, 5 V’luk tasarımlara göre güç tüketimi açısından belirtilen limitlerin içerisinde kalma konusunda daha sorunsuz bir süreçten geçileceği öngörülebilir.

3.2 Kontrol Kartı Güç Tüketimi

Bu bölümde tasarımlarda kullanılması muhtemel donanım bloklarının, 3.3 V ve 5 V tasarımda güç tüketim değerleri karşılaştırılmıştır. Güç analizi sonuçlarında, 3.3 V’luk tasarımlarda kullanılan donanım bloklarında tüketilen güç miktarının, 5 V’luk tasarımlara göre düşmesi beklenmektedir. Elektronik komponentlerde ortaya çıkan hataların birçoğunun ısınma kaynaklı olduğu bilinmektedir. Güç tüketiminin düşmesi, elektronik komponentler tarafından ortama yayılan ısının azalması anlamına gelmekte ve güvenilirliği arttırmaktadır. Ayrıca komponentlerin daha az ısınması PCB (Printed Circuit Board) üzerinde daha yakın konumlandırılabilmesine olanak sağlamaktadır [4].

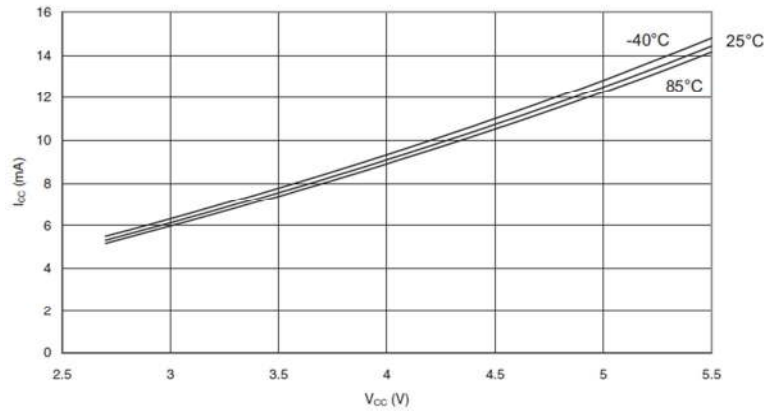
Kontrol kartı üzerinde yapılan değerlendirmede, en belirgin g tüketiminin görüldüğü komponentlerden, işlemci, ekran ve triyakın 3.3 V ve 5 V'luk besleme geriliminin kullanıldığı tasarımlarda g tüketim değerleri aşağıda ayrıntılı olarak incelenmitır:

Atmega 16L mikrodeneleyicisinin aktif durumdaki g tüketimi, katalog verileri baz alınarak hesaplanmıştır. 2.7 - 5.5 V gerilim aralığında çalışabilen Atmega 16L mikrodeneleyicisi 5 V'da 13 mA ve 3.3 V'da ise 8 mA akım çekmektedir (ekil 3.1). Buna göre g tüketimi

$$P_{5V} = 5 \times 13 \times 10^{-3} = 65 \text{ mW} \quad (3.1)$$

$$P_{3.3V} = 3.3 \times 8 \times 10^{-3} = 26.4 \text{ mW} \quad (3.2)$$

Atmega 16L mikrodeneleyicisinin 3.3 V'luk tasarımda 5 V'luk tasarıma göre yaklaşık %60 daha az g tüketmekte olduğu söylenebilir.



Şekil 3.1 Atmega16L akım/gerilim grafiği (Aktif durumda) [16]

Kontrol kartında kullanılan ekrandaki LED'leri sürme sırasında harcanacak g 3.3 V ve 5 V tasarımlar için ayrı ayrı hesaplanmıştır. LED'ler aynı sürücü devresi kullanılarak seri direnç değerleri her iki besleme gerilimi için LED üzerinden geçecek akım 10 mA olacak şekilde ayarlandığında, ekran taraması sırasında 5 V'luk tasarımda ve 3.3 V'luk tasarımdaki g tüketim değerleri:

$$P_{5V} = 5 \times 150 \times 10^{-3} = 750 \text{ mW} \quad (3.3)$$

$$P_{3.3V} = 3.3 \times 150 \times 10^{-3} = 495 \text{ mW} \quad (3.4)$$

Yapılan hesaplama bir çevrimde bütün LED'lerin aktif olduğu, kolektör akımının maksimum (150 mA) olduğu durum içindir. Normal çalışma durumunda çekilen akım dolayısıyla güç tüketimi bu duruma göre daha az olacak ancak iki tasarımın güç tüketimleri arasındaki oran aynı kalacaktır. Güç tüketimindeki azalmanın nedeni devrede seri direnç üzerinde harcanan gücün azalmasıdır.

Kontrol kartında kullanılan triyak sürme devresinde harcanacak güç 3.3 V ve 5 V tasarımlar için ayrı ayrı hesaplanmıştır. Triyak aynı gate tetikleme akımı (10 mA) ile sürüldüğü durumda, 5 V'luk tasarımda ve 3.3 V'luk tasarımda güç tüketim değerleri:

$$P_{5V} = 5 \times 10 \times 10^{-3} = 50 \text{ mW} \quad (3.5)$$

$$P_{3.3V} = 3.3 \times 10 \times 10^{-3} = 33 \text{ mW} \quad (3.6)$$

Triyak sürme devresinde harcanacak gücün, 3.3 V'luk tasarımda 5 V'luk tasarıma göre yaklaşık %30 daha az olacağı söylenebilir.

Çizelge 3.2 3.3 V ve 5 V için donanım bloklarının güç tüketim değerleri

	3.3 V Tasarım (mW)	5V Tasarım (mW)
İşlemci (Active Mode)	26.4	65
Display	495	750
Triyak	33	50
Toplam	554.4	865

Ayrıca tasarımlarda kullanılması muhtemel donanım bloklarından olan röle sürme devresi için farklı çalışma gerilimlerindeki güç tüketim değerleri incelenmiş ve güç tüketiminin rölenin çalışma gerilimi ile değişmediği görülmüştür. Buna göre karma tasarım yöntemlerinin kullanılmadığı tek SMPS çıkışının (3.3 V veya 5 V gibi) olduğu tasarımlarda kullanılabilecek 3 V ve 5 V çalışma gerilimine sahip rölelerin çektiği akım ve harcadığı güç değerleri incelenmiştir. Omron G6RL serisi rölenin kataloğundan alınan bilgiler Çizelge 3.3'te görülebilir.

Çizelge 3.3 Omron G6RL rölesinin anma gerilimine göre değişen akım değerleri [14]

Sınıflandırma	Standart Değerler		
Gerilim	3 VDC	5 VDC	12 VDC
Akım	73.3 mA	44 mA	18.3 mA
Bobin direnci	40 Ω	113 Ω	654 Ω
Güç tüketimi	220 mW		

Buna göre Omron G6RL serisi rölelerin 3 V, 5 V, 12 V'luk çeşitlerinin tümü 220 mW harcamaktadır. Dolayısıyla 3 V'luk röle kullanımının, 5 V veya 12 V'luk röle kullanımına göre güç tüketimini azaltmayacağı söylenebilir.

BÖLÜM 4

MALİYET ANALİZİ

Bu bölümde 3.3 V tasarım ile 5 V tasarım maliyet yönünden karşılaştırılmıştır. Bu karşılaştırmada, tasarımlarda kullanılması muhtemel komponentlerin (röle vb.) maliyetleri ve beyaz eşya kontrol kartlarında 3.3 V besleme gerilimi kullanılması durumunda karşılaşılabilecek ekstra komponent (seviye kaydırıcı, DC-DC dönüştürücü vb.) gereksinimi göz önünde bulundurulmuştur.

Bu çalışmada tasarlanan fırın kontrol kartında karma tasarım yöntemleri kullanılmıştır. Buna göre kontrol kartı 3.3 V ve 12 V gerilim çıkışına sahip bir SMPS yapısı ile beslenmektedir. Burada 12 V röle sürmek için kullanılır iken 3.3 V mikrodnetleyici ve diğer donanım bloklarını sürmede kullanılmaktadır. Karma tasarım yerine tek çıkışlı SMPS yapısı ve 3.3 V çıkış geriliminin kullanıldığı tasarımlarda, 3 V'luk röle gereksinimi ortaya çıkmaktadır. Bu nedenle 3 V'luk rölelerin, karma tasarımda kullanılan 12 V'luk röleler ile maliyet açısından karşılaştırılması yapılmıştır. Sonuç olarak 3 V'luk rölelerin maliyetinin, 12 V'luk rölelere göre daha fazla olduğu görülmüştür. Bu durum, 3 V'luk röle üretiminin ve talebinin az olması, dolayısıyla rekabet ortamının oluşmaması ile açıklanabilir. Çizelge 4.1'de elektronik komponent dağıtıcısı Digikey firmasından alınan aynı seri rölelerin 3 V ve 12 V fiyatları gösterilmektedir:

Çizelge 4.1 3 V - 12 V (3 A) röle maliyetlerinin karşılaştırılması

Ürün adı	Fiyat (\$)
OJE SS 112LM (12V, 3A)	0.74
OJE SS 103LM (3V, 3A)	0.89

Ayrıca beyaz eşya kontrol kart tasarımlarının ekran tarafında sıklıkla kullanılan beyaz LED'lerin, üzerlerindeki gerilim düşümü yüksek (3 V - 3.5 V) olduğu için, tek çıkışlı SMPS yapısı ve 3.3 V çıkış geriliminin olduğu tasarımlarda kullanımının problem olduğu görülmüştür. Araştırılan çözüm yollarında, 3.3 V tasarımlarda beyaz LED sürücü devrelerin DC-DC dönüştürücü entegre gerektirdiği ve bunun da tasarımın maliyetini arttırdığı görülmüştür. DC-DC dönüştürücü devre tasarımına ayrıntılı olarak Bölüm 5'te değinilmiştir. Tasarımda kullanılabilecek entegrelerden biri olan On Semiconductor firmasının NCP1402 entegresi ve çevresel komponentler için elektronik komponent dağıtıcısı Digikey firmasından alınan fiyat Çizelge 4.2'de verilmiştir. Bu entegre ile beraber kullanılacak çevresel komponentlerin (bobin, kapasitör, diyot gibi) maliyeti bir miktar arttıracığı göz önünde bulundurulmalıdır.

Çizelge 4.2 NCP1402 entegresi ve çevresel komponentler için alınan fiyat

Ürün	Fiyat (\$)
NCP1402	0.246
47 uH Bobin	0.083
10 uF Kapasitör	0.010
47 uF Kapasitör	0.015
Schottky Diyot (MBR0540)	0.028
Toplam	0.382

Ek olarak tasarımlardaki 3.3 V ve 5 V sistemlerin birbirleri ile haberleşmesinin gerektiği yerlerde kullanılacak birçok seviye kaydırıcı (level shifter) entegre veya

analog çözümlerin bulunduğu ancak bunların da tasarım maliyetini arttıracakđı öngörülmektedir.

3.3 V TASARIMDA KARŞILAŞILABİLECEK PROBLEMLERE ÇÖZÜM ÖNERİLERİ

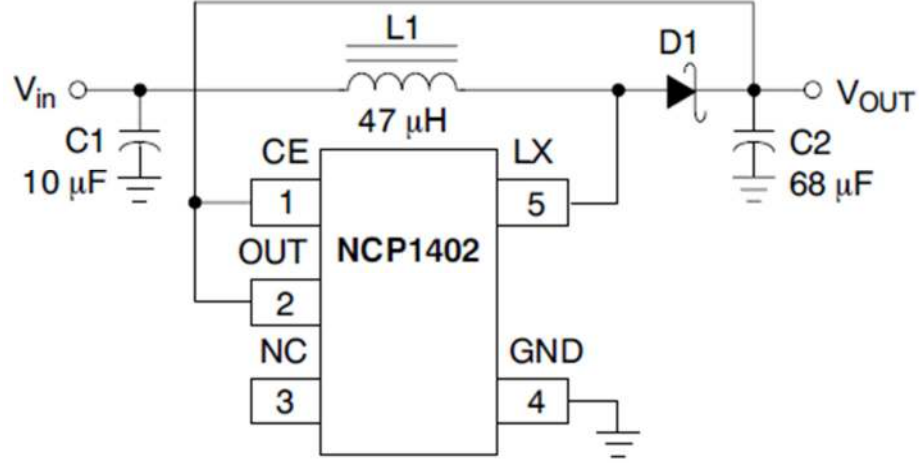
Bu bölümde beyaz eşya kontrol kartlarında 3.3 V tasarımda ortaya çıkabilecek problemlere çözümler araştırılmıştır. Belirlenen problemler beyaz LED sürme ve 3.3 V ve 5 V tasarımların birbirleri ile haberleşmesi başlıkları altında incelenmiştir.

5.1 3.3 V ile Beyaz LED Sürme

Ekran kartlarında beyaz LED kullanımı, görsellik açısından sıklıkla tercih edilen bir durumdur. 3.3 V tasarımlarda beyaz LED kullanımının önündeki engel, beyaz LED'in üzerindeki gerilim düşümünün 3 - 3.5 V aralığında olmasıdır. Dolayısıyla kaynak gerilim değerinin Step-up DC-DC Dönüştürücü yapısı kullanılarak daha üst seviyelere çıkartılması çözüm yolu olarak düşünülmüş ve bunun için kullanılabilecek bazı entegreler araştırılmıştır.

Bu amaçla kullanılabilecek entegrelerden biri On Semiconductor firmasının NCP 1402 model entegresidir. PFM (Pulse Frequency Modulation) yapısı kullanan bu entegre 5 V sabit çıkış gerilimi ve 200 mA'e kadar çıkış akımı sağlayabilmektedir. Ekran kartında kullanılan LED'lerin bir çevrimde maksimum 150 mA akım çektiği düşünüldüğünde, bu entegrenin, tasarımda kullanılan LED'lerin amber yerine beyaz olması durumunda yeterli gücü sağlayacağı öngörülebilir.

Ekran kartında kullanılan LED'lerin amber yerine beyaz olması durumunda kullanılabilecek devre Şekil 5.1'de verilmiştir.



Şekil 5.1 NCP1402 uygulama devresi [20]

Kullanılacak L1 bobininin değerini belirlemede katalogda yer alan aşağıdaki formüle uyulmalıdır.

$$L \leq M \frac{V_{in}^2}{V_{out} \cdot I_{o\max}} \quad (5.1)$$

M bir sabit olmak üzere, $V_{OUT} > 3 \text{ V}$ olduğunda 8×10^{-6} alınır. Buna göre 3.3 V giriş gerilimi, 150 mA çıkış akımı ve 5 V çıkış gerilimi için hesaplandığında:

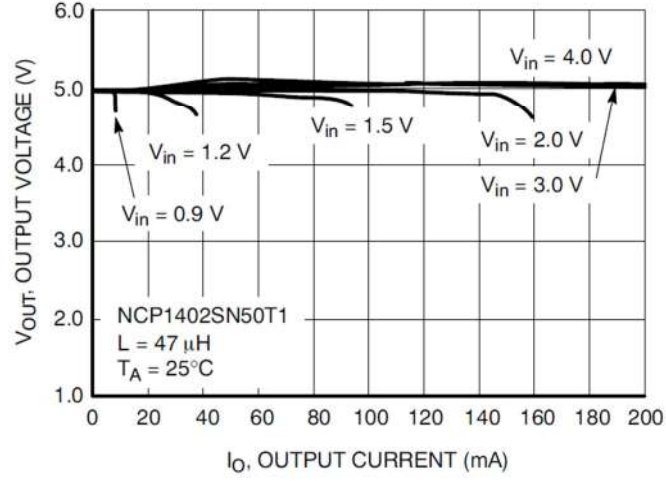
$$L \leq 8.10^{-6} \frac{3.3^2}{5 \times 150 \times 10^{-6}} \quad (5.2)$$

$$L \leq 116 \text{ uH} \quad (5.3)$$

bulunur.

Uygulama devresindeki öneriler doğrultusunda 47 uH'lık bobin kullanılabilir. Ayrıca giriş kapasite değeri için düşük ESR değerli (0.15 Ω 'dan 0.30 Ω 'a kadar) 10 uF, çıkış kapasite değeri için ise yine düşük ESR değerli 47 uF veya 68 uF'lık elektrolitik kapasitörlerin kullanılması tavsiye edilmektedir. Ayrıca devrede kullanılacak diyot için düşük gerilim düşümlü ($V_F < 0.3 \text{ V}$) bir Schottky diyot seçilmesi gerekmektedir.

NCP1402 entegresinde çıkış gerilimi / çıkış akımı grafiği aşağıda verilmiştir. Şekil 5.2'de görülebileceği gibi giriş gerilimi 3 V'un üzerinde olduğu durumda çıkışta 5 V 200 mA'e kadar güç sağlanabilmektedir.



Şekil 5.2 NCP1402 entegresinde çıkış gerilimi / çıkış akımı grafiği [20]

3.3 V tasarımlarda beyaz LED sürmek için buna benzer devreler kullanılabilir, ancak bunun tasarıma ek maliyet getireceği göz önünde bulundurulmalıdır.

Ayrıca akım ihtiyacının daha az olduğu durumda aynı firmanın NCP1400 entegresi kullanılabilir. Bu entegre PWM (Pulse Width Modulation) prensibi ile çalışmakta ve 3.3 V giriş gerilimi ile beslendiği takdirde 5 V sabit çıkış gerilimi ve maksimum 100 mA'e kadar akım sağlayabilmektedir.

5.2 3.3 V ve 5 V Tasarımların Birbirleri ile Haberleşmesi

Bu bölümde tasarımlarda 3.3 V - 5 V gerilimde çalışan sistemlerin birbirleri ile haberleşmesinin gerektiği durumlarda karşılaşılabilecek problemler için çözümler araştırılmıştır.

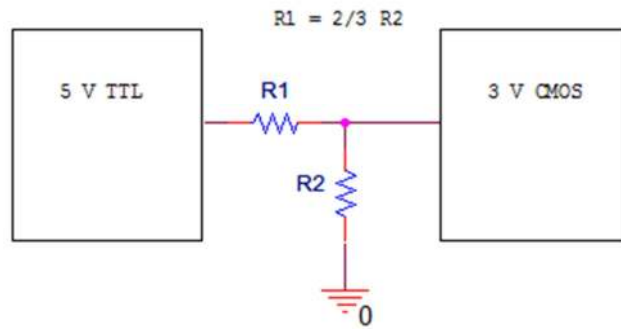
Buna göre öncelikle haberleşmenin direk bağlantı ile yapılabilirliği incelenmelidir. Entegrelerin yapısında kullanılan teknolojiye bağlı olarak, haberleşeceği pinlerin V_{OH} , V_{OL} , V_{IH} , V_{IL} değerleri kontrol edilerek 3.3 V ve 5 V'luk işaretlerin algılanıp algılanamayacağı tespit edilir.

Entegre yapımında kullanılan teknolojiler ve Microchip firması tarafından kullanılan limit gerilim seviyeleri Çizelge 5.1'de verilmiştir.

Çizelge 5.1 TTL, LVTTTL, CMOS, LVCMOS gerilim seviyeleri karşılaştırılması [11]

	$V_{OH} \text{ min}$	$V_{OL} \text{ max}$	$V_{IH} \text{ min}$	$V_{IL} \text{ max}$
5 V TTL	2.4 V	0.5 V	2.0 V	0.8 V
3.3 V LVTTTL	2.4 V	0.4 V	2.0 V	0.8 V
5 V CMOS	4.7 V	0.5 V	3.5 V	1.5 V
3.3 V LVCMOS	3 V	0.5 V	2.3 V	1.0 V

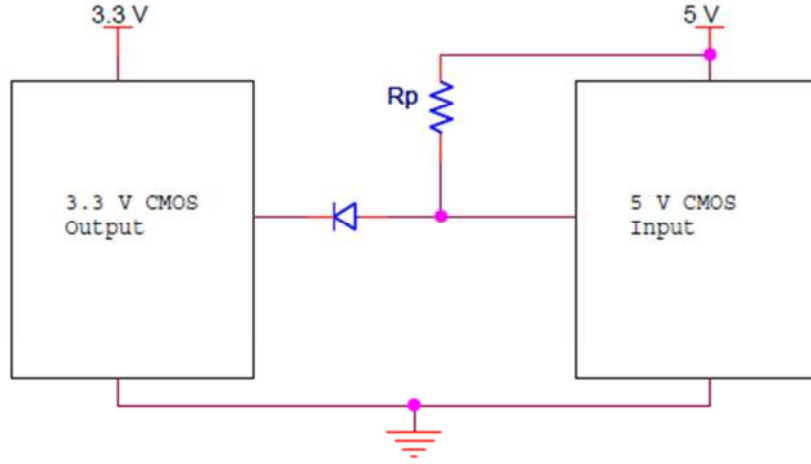
Örnek olarak 5 V TTL yapılı bir entegre I/O pini ile 3 V CMOS yapılı bir entegrenin I/O pini arasında iletişim gereksinimi olduğu durumda Şekil 5.3'teki gibi basit bir gerilim bölücü devre yapısı kullanılabilir.



Şekil 5.3 5 V TTL I/O ve 3 V CMOS I/O arasındaki iletişim

5 V TTL yapılı entegre pini çıkış olarak ayarlandığında ve HIGH durumda iken gerilim bölücü yapı nedeniyle diğer entegrenin girişinde 3 V genliğinde bir işaret görülecektir. 5 V TTL yapılı entegre pini giriş, CMOS yapılı entegre pini çıkış olduğu durumda ise CMOS entegre çıkışı HIGH durumda iken minimum 3 V genliğinde bir işaret oluşacak ve 5 V TTL girişin $V_{IH} \text{ min}$ değeri 2 V seviyesinde olduğu için işaretin TTL yapılı entegre tarafından algılanmasında herhangi bir problem doğmayacaktır. TTL yapılı pinin kaçak (leakage) akımının $R1$ direnci üzerinde oluşturacağı gerilim göz önünde bulundurulmalıdır [11].

Diğer bir örnekte 5 V TTL yapılı bir entegre giriş pini ile 3.3 V CMOS yapılı bir entegrenin çıkış pini arasında iletişim gereksinimi olduğu durum ve aralarında kullanılabilecek devre yapısı Şekil 5.4'te gösterilmiştir.



Şekil 5.4 3.3 V CMOS çıkış ve 5 V CMOS giriş arasındaki iletişim

Şekil 5.4'te 3.3 V CMOS çıkıştaki işaret HIGH durumda iken, 5 V CMOS girişte görülecek işaret 3.9 V genliğinde ($3.3 \text{ V} + 0.6 \text{ V}$ (diyot ileri yön gerilimi)) olacaktır. Ancak bu devrenin dezavantajı, 3.3 V CMOS çıkıştaki işaret LOW durumda olduğunda da 5 V CMOS girişte görülecek işaretin genliğini 0.6 V arttıracak olmasıdır. Dolayısıyla 3.3 V sistemin $V_{OL \text{ max}}$ değeri katalogdan kontrol edilmeli, bu değere 0.6 V eklendiğinde 5 V sistemin $V_{IL \text{ max}}$ limit değerinin aşılmamasına dikkat edilmelidir. Aşıldığı durumda R_p (pull-up) direncinin değeri arttırılabilir ancak direncin arttırılması anahtarlama hızında yavaşlamaya sebep olabileceği öngörülmektedir [11].

Çizelge 5.2'de CMOS yapısındaki Atmega16L mikrodnetleyicisinin V_{OH} , V_{OL} , V_{IH} , V_{IL} gerilim seviyeleri verilmiştir. Bu gerilim seviyeleri Atmega16L mikrodnetleyicisi katalogunda verilen katsayıların yardımı ile 3.3 V ve 5 V besleme gerilimlerine göre hesaplanmıştır.

Çizelge 5.2 Atmega16L V_{OH} , V_{OL} , V_{IH} , V_{IL} 3.3 V ve 5 V için karşılaştırması

	$V_{CC} = 3.3 \text{ V}$		$V_{CC} = 5 \text{ V}$		Birim
	Min	Max	Min	Max	
V_{OH}	2.2		4.2		V
V_{OL}		0.5		0.7	V
V_{IH}	1.98	3.8	3.0	5.5	V
V_{IL}	-0.5	0.66	-0.5	1.0	V

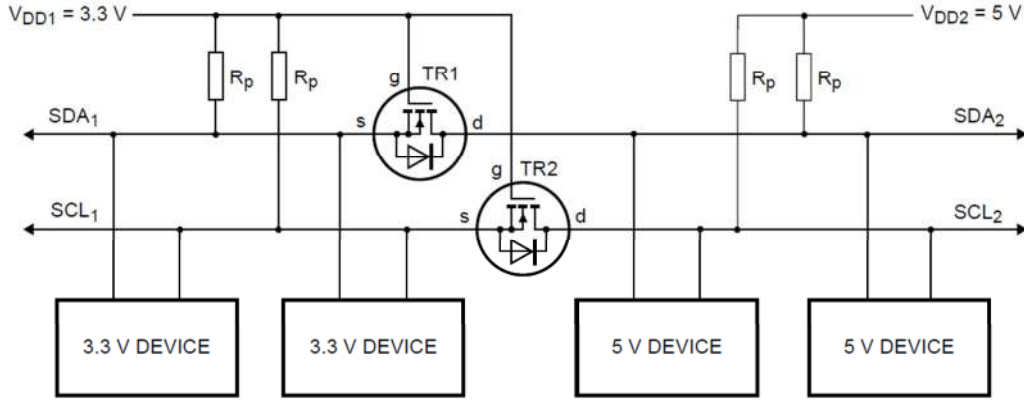
Çeşitli haberleşme standartları için önerilen çözüm yolları, I^2C , SPI ve UART başlıkları altında incelenmiştir.

5.2.1 I^2C

I^2C standardında haberleşmede veri gönderimi çift yönlüdür. Bu sebeple, farklı gerilim seviyelerinin kullanıldığı sistemlerin haberleşmesi gerektiği durumlarda, tek yönlü (unidirectional) haberleşme standartlarına göre farklı çözümler düşünülmelidir. MOSFET tabanlı devre tasarımları ile analog çözüm üretilebileceği gibi TI, NXP, ST, MAXIM gibi firmaların ürettiği entegre çözümleri de kullanılabilir.

5.2.1.1 Analog Çözümler

3.3 V - 5 V sistemler arasında I^2C standardında haberleşme için analog çözümler maliyet açısından avantajlıdır. Philips'in önerdiği Şekil 5.5'teki devre yapısı bu amaçla kullanılabilir:



Şekil 5.5 I²C standardında 3.3 V / 5 V haberleşmesi için önerilen devre [28]

Çalışma şekli:

İki tarafın da I²C pinleri ilk durumda pull-up dirençleri (R_p) ile HIGH duruma çekilmiştir. Sistemin haberleşmesinde 3 durum söz konusu olabilir (V_{th} : MOSFET eşik gerilimi).

Her iki taraf da HIGH durumda iken, $V_{gs} < V_{th}$ olduğu için MOSFET iletme geçmez.

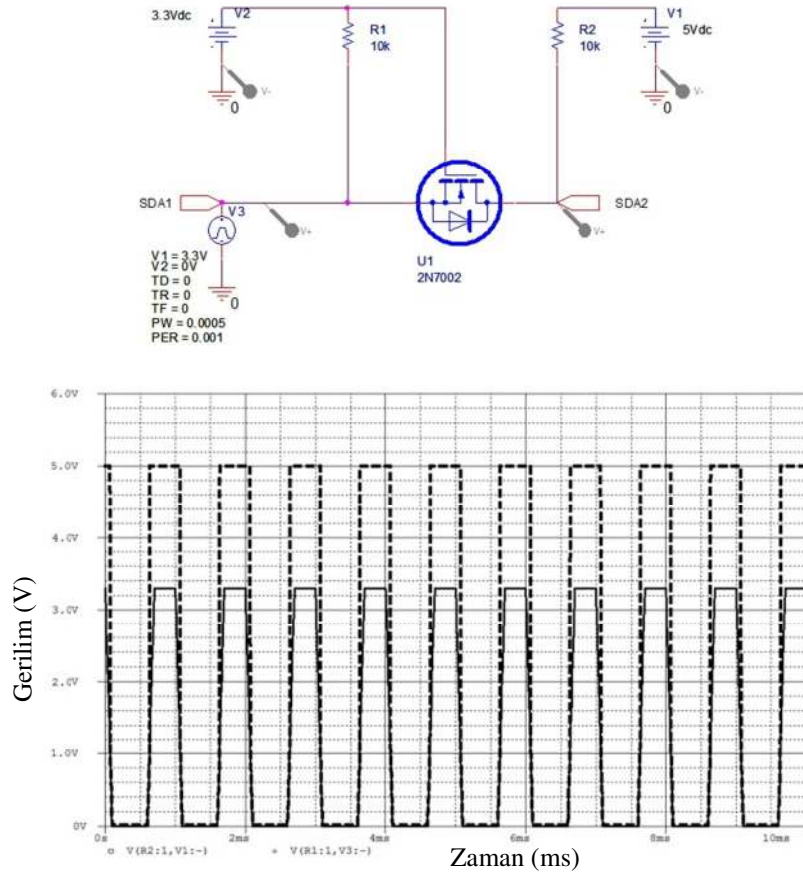
3.3 V tarafı LOW duruma çekildiğinde, $V_s = 0$ V olurken $V_g = 3.3$ V'tur. Dolayısıyla $V_{gs} > V_{th}$ olur ve MOSFET iletme geçer. Böylece 5 V tarafı, iletme geçen MOSFET sebebiyle pull-down edilmiş olur ve LOW duruma geçer [28].

5 V tarafı LOW duruma çekildiğinde, $V_s > V_d$ olduğu için diyot anlık olarak ileri yönde polarize olur ve iletme geçer. $V_{gs} > V_{th}$ olana kadar diyot iletimde kalır, $V_{gs} > V_{th}$ olduğunda MOSFET iletme geçer. Böylelikle 3.3 V tarafı pull-down edilmiş olur ve LOW duruma geçer [28].

Üretici firmadan (NXP) alınan tavsiyelerde, devrede kullanılabilecek N tipi MOSFET için V_{th} gerilimi 3.3 V'dan küçük olan BSS138P veya 2N7002 modeli önerilmiştir [28].

Şekil 5.6 ve Şekil 5.7'de 2N7002 transistörü kullanılarak 3.3 V ve 5 V sistemlerin haberleşmesi simüle edilmiştir. 1 KHz'lik darbe üretici sırasıyla her iki veri yolu için de verici olarak kullanılmış ve üreticinin çıkışında ve MOSFET'in diğer tarafında oluşacak işaretlerin birbiri ile senkronizasyonu ve genlikleri incelenmiştir. Buna göre Şekil 5.6'da üreticiden sağlanan 1 KHz'lik 3.3 V genlikli darbeler, 5 V'luk tarafta (SDA2) aynı fazda ve 5 V genliğinde görülmektedir. Şekil 5.7'de üreticiden sağlanan 1 KHz'lik 5 V genlikli darbeler 3.3 V'luk taraftan (SDA1) aynı fazda ve 3.3 V genliğinde görülmektedir. Şekil 5.6 ve Şekil 5.7'de sırasıyla 5 V'luk tarafın (SDA2) alıcı olduğu

ve 3.3 V'luk tarafın (SDA1) alıcı olduğu durumlarda elde edilen devre şemaları ve devrelerin PSPICE analizleri gösterilmiştir.



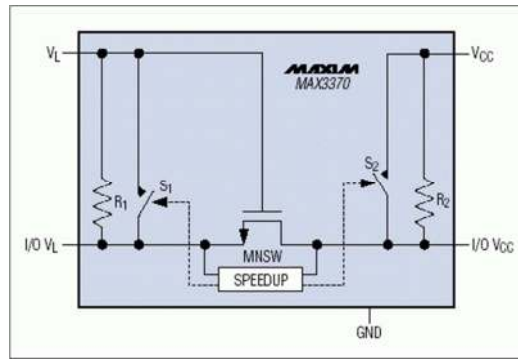
Şekil 5.6 5 V tarafın (SDA2) alıcı olduğu durum



Çizelge 5.3 Texas Instruments I²C ve SPI standartları için entegre çözümleri [27]

	Çalışma Gerilim Aralığı	Mimari	Veri Hatları	Yön Kontrol Pinleri	Çevirici Entegre Modeli
I²C	1.65 V-5.5 V	Open-Drain	1 SDA + 1 SCL	-	TXS0102
	0.9 V-3.6 V			-	TXS0104E
				-	TXS0302
SPI	0.9 V-3.6 V	Push-Pull	SCLK + MOSI + MISO + SS	-	TXB0304
	1.2 V-5.5 V			-	TXB0104
	1.65 V-5.5 V	Open-Drain/Push-Pull		-	TXS0104E

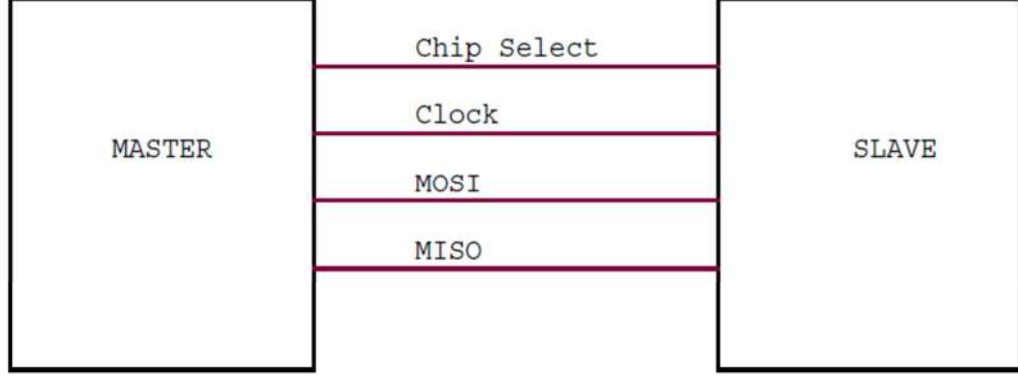
- NXP firmasının PCA9306 entegresi, farklı gerilim seviyelerinde I²C standardı ile haberleşmek amacıyla üretilmiştir. Ayrıca NXP firmasının bir diğer çözümü olan GTL2002 entegresi de aynı amaçla kullanılabilir.
- ST firmasının ST2329 entegresi de bu probleme yönelik çözümlerden birisidir.
- MAXIM firmasının MAX3370 entegresi çift yönlü veri iletimine imkan vermektedir. Yüksek hızlarda anahtarlanabilmektedir. Bir giriş ve bir çıkışı bulunmaktadır. Diğer çözümlere göre biraz daha pahalı bir çözüm olduğu söylenebilir.



Şekil 5.8 MAX3370 [26]

5.2.2 SPI & UART

SPI haberleşmede, I²C’de olduğu gibi pinler üzerinde çift yönlü bir iletim yoktur. Her pin tek yönlü veri transferi gerçekleştirir.



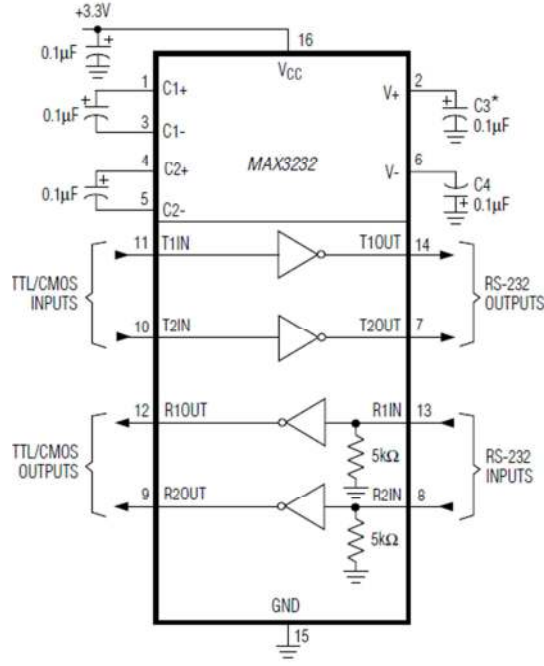
Şekil 5.9 SPI bağlantı pinleri

Direk bağlantının mümkün olmadığı durumlarda aşağıdaki çözümler uygulanabilir.

- 5 V çıkışlı bir sistemin, 3.3 V’luk giriş ile iletişimi için en basit çözüm gerilim bölücü devre kullanmaktır. Bu kullanımda parazitik kapasitansa dikkat edilmelidir. İstenmeyen filtre oluşumu gözlemlenebilir.
- 3.3 V çıkışlı bir sistemin, 5 V’luk giriş ile iletişimi için analog çözüm olarak, I²C için önerilen N tipi MOSFET ve pull-up dirençlerinin kullanıldığı devre maliyeti uygun olması sebebiyle kullanılabilir. Ayrıca Texas Instruments firmasının Çizelge 5.3’teki entegre çözümleri, NXP firmasının GTL2002 entegresi ve MAXIM firmasının MAX3370 entegresi de kullanılabilir.

UART, genellikle PC ve mikrodnetleyici veya mikrodnetleyiciler arasında seri iletişim amacıyla kullanılır. Mikrodnetleyici üzerinde genellikle 2 pin kullanır. Bu pinlerden biri alıcı (Rx), diğeri ise verici (Tx) olarak atanmıştır. İletim SPI’da olduğu gibi tek yönlüdür.

PC ve mikrodnetleyici arasında kullanılacağında PC üzerinde RS232 seri portu üzerinden haberleşilir. PC ve mikrodnetleyicinin lojik gerilim seviyelerinin farklı olması sebebiyle aralarında çevirici bir entegreye ihtiyaç duyulur. Araştırılan çözümlerde, 3.3 V besleme gerilimi için Texas Instruments ve MAXIM firmalarının ürettiği MAX3232 entegresinin kullanılabileceği görülmüştür. Bu entegre, 5 V tasarımların PC ile seri port üzerinden haberleşmesinde sıklıkla kullanılan MAX232 entegresinin 3.3 V tasarıma uyumlu modelidir.

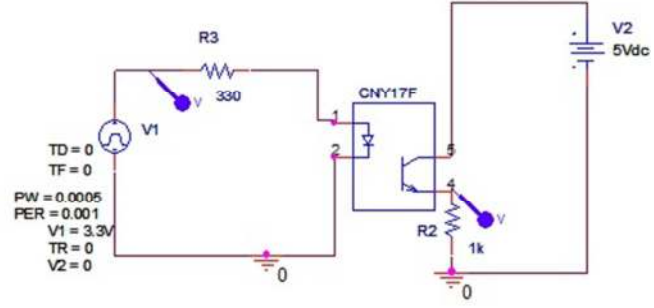


Şekil 5.10 MAX3232 3.3 V RS232 Transceiver [23]

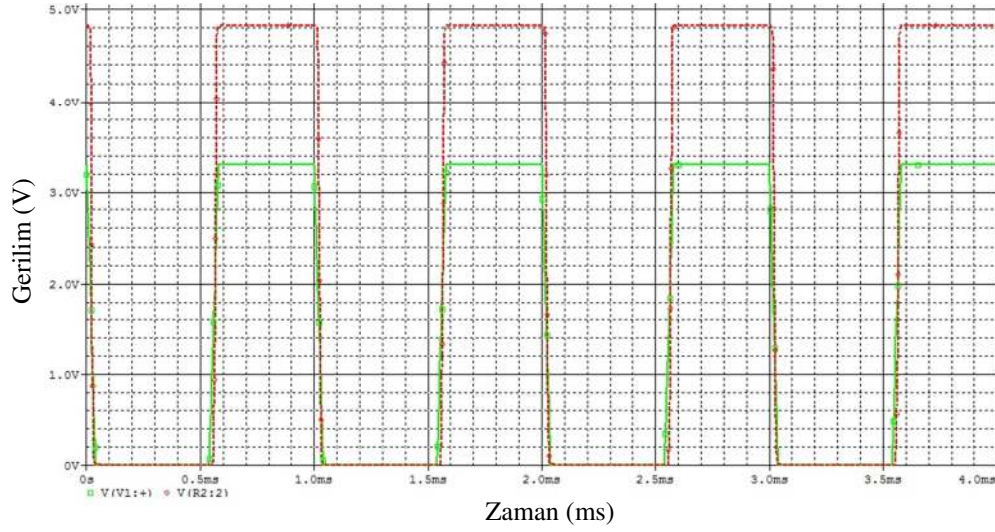
MAX3232 entegresinin katalog verileri doğrultusunda, 3.3 V besleme gerilimi için kullanılacak 4 kapasitör (C_1 , C_2 , C_3 , C_4) değeri, 0.1 uF seçilmelidir.

UART ayrıca mikrodenetleyiciler arasındaki iletişimi sağlamak amacıyla kullanılır. 3.3 V ve 5 V'luk mikrodenetleyici tabanlı sistemlerin birbirleri ile haberleşmesinde aşağıdaki çözümler kullanılabilir:

- SPI kısmında anlatılan çözümler uygulanabilir.
- Ayrıca tasarımlar arasında izolasyonun gerektiği durumlarda optokuplör tabanlı basit bir devre tasarlanarak 3.3 V - 5 V sistemlerin UART ve SPI standardında iletişimi sağlanabilir. Şekil 5.11'de 3.3 V genlikli 1 kHz bir darbe üretici kullanılarak elde edilen işaret (Şekil 5.12'de yeşil ile gösterilen) optokuplör arayüz devresi ile diğer tarafta 3.3 V'luk işaret ile senkron ve 5 V genliğinde bir işaret (Şekil 5.12'de kırmızı ile gösterilen) olarak görülmektedir. Bu amaçla kullanılabilecek örnek bir devre tasarlanmış ve Şekil 5.12'de PSPICE analizi gösterilmiştir.



Şekil 5.11 CNY17F optokuplörü kullanılarak 3.3 V / 5 V haberleşmesi



Şekil 5.12 CNY17F optokuplörü ile 3.3 V / 5 V haberleşmesi PSPICE analizi

SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu çalışmada, 3.3 V çalışma geriliminin beyaz eşya kontrol kartı tasarımında avantajları, dezavantajları, maliyet ve güç tüketimi konuları incelenmiştir. Bu kapsamda 3.3 V gerilimde çalışan elektronik kontrol kartı tasarlanmış ve fırın üzerinde uygulanmıştır. Tasarım süreci ve kullanılan donanım blokları Bölüm 2’de ayrıntılı olarak anlatılmıştır. Gerek tasarlanan kontrol kartı, gerekse genel tasarımlar için güç analizi ve maliyet analizi 5 V tasarımlar ile karşılaştırılarak yapılmıştır. Ayrıca 3.3 V tasarımda kullanılması muhtemel donanım blokları ve tasarımlarda karşılaşılabilecek problemler incelenmiştir. Yapılan çalışmalar ve sonuçları aşağıdaki gibi özetlenebilir.

- 3.3 V besleme gerilimi ile çalışan kontrol kartının uygulandığı fırında fonksiyonel olarak hiçbir problem ile karşılaşılmamıştır.
- Bölüm 3’te bahsedilen güç analizi sonuçlarına göre, 3.3 V tasarımlarda kullanılan donanım bloklarında harcanan güç miktarının, 5 V’luk tasarımlara göre düşmesi beklenen bir durumdur. Tasarlanan kontrol kartı özelinde bakıldığında, en belirgin güç tüketiminin görüldüğü komponentlerden, işlemci, display ve triyak, 3.3 V ve 5 V besleme gerilimleri ile sürüldükleri durumda, güç tüketim değerleri arasında ciddi fark oluşmaktadır. Güç tüketim yönetmelikleri ile sürekli azaltılması planlanan stand-by güç tüketimi düşünüldüğünde 3.3 V tasarımların bu alanda ciddi anlamda avantajlı olduğu görülmektedir.
- Bölüm 4’te maliyet analizinden bahsedilmiştir. Buna göre tasarlanan kontrol kartında olduğu gibi karma tasarım (3.3 V- 12 V gibi) yöntemlerinin kullanıldığı durumlarda, 5 V ve 3.3 V tasarımlar arasında maliyet açısından önemli bir fark oluşmayacaktır. Tamamen 3.3 V olarak tasarlanacak sistemlerde, kullanımı gereken

3 V'luk rölelerin maliyetinin, karma tasarımlarda kullanılan 12 V'luk rölelere göre daha fazla olduğu ve bunun da maliyeti arttıracakı görülmüştür. Dolayısıyla maliyet odaklı düşünüldüğünde geçiş süreci boyunca röle kullanımını gerektiren tasarımlarda çift çıkışlı SMPS yapısı ve karma tasarımlar önerilmektedir.

- Bölüm 5'te 3.3 V tasarımlarda karşılaşılabilecek problemler ve bunların çözümleri araştırılmıştır. Buna göre 3.3 V gerilimde beyaz LED sürmek, beyaz LED üzerindeki gerilim düşümünün yüksek olması sebebiyle tasarımcı açısından problem olabilmektedir. Bu probleme çözüm olarak step-up DC-DC dönüştürücü entegre ile tasarlanan devre önerilmiştir. Ancak bu çözümün tasarım maliyetini arttıracakı öngörülebilir.
- Ayrıca 3.3 V - 5 V gerilimde çalışan sistemlerin birbirleri ile haberleşmesinin gerektiği durumlarda karşılaşılabilecek problemler için önerilen çözümler araştırılmıştır. Bu çözümler Bölüm 5'te I²C, SPI ve UART başlıklarında incelenmiştir.

Sonuç olarak 3.3 V tasarımlar, 5 V tasarımlar ile karşılaştırıldığında:

Güç tüketimi açısından 3.3 V tasarımın avantajlı olduğu ancak 3.3 V tasarımda maliyetin bir miktar artacağı gözlemlenmiştir. Beyaz eşya kontrol kartı tasarımında maliyet açısından 3.3 V tasarımın henüz rekabetçi konuma gelmediği, ancak zamanla maliyetin düşmesi beklenmektedir. Geçiş süreci boyunca karma tasarımlar ile devam edilmesi maliyet açısından önerilmektedir.

KAYNAKLAR

- [1] Hacıismailoğlu C. M., (2005). Metal-Oksit-Yarıiletken (MOS) Kapasitörlerin Elektriksel Özelliklerinin Oksit Tabakası Kalınlığına Bağlı Değişimlerinin İncelenmesi, Yüksek Lisans Tezi, Uludağ Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Bursa.
- [2] Elibol K., (2011). “Transistörlerin Gelişimi”, Netbilim Dergisi, 12: 76-81.
- [3] Tserendorj M., (2005). CMOS Teknolojisi ile Üretilen İşlemsel Geçiş Direnci Kuvvetlendiricisi’nin Güvenilirlik Analizi, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [4] Williams J., (1993). “Low Voltage Embedded Design”, Intel Application Note, AP-477.
- [5] Filippi G., (2002). “5 V to 3 V Design Considerations”, Freescale Application Note, AN2433/D.
- [6] The Economist Newspaper Limited, (2006). “Pulling The Plug On Stand-by Power”, Londra.
- [7] EC 1275/2008, (2009). Ecodesign Requirements For Standby And Off-Mode Electric Power Consumption Of Electrical And Electronic Household Equipment, European Commission, Brussels.
- [8] Meier A. ve Lebot B., (1999). “One Watt Initiative : A Global Effort to Reduce Leaking Electricity”, Lawrence Berkeley National Laboratory, California.
- [9] Kennelly S. ve LeFaou Y. (2006). “Why 3 V?”, Microchip 3 V Newsletter, Issue 1.
- [10] Osorio I., (1994). “Advances in 3.3 V Logic”, WESCON/94. Idea/Microelectronics Conference, 27-29 September 1994, Anaheim.
- [11] Kavaia G., (2006). “Bridging The Rails”, Microchip 3 V Newsletter, Issue 3.
- [12] Philips Electronics, (1999). “Understanding High-commutation Triacs”, FS013, Netherlands.
- [13] Caldwell S., (2007). “Introduction”, Microchip 3 V Newsletter, Issue 4.
- [14] Omron Corporation, (2012). G6RL Datasheet, Cat. No. K133-E1-03.
- [15] Bohr M., (2011), The Intel “Tri-Gate Transistor” structure: a closer look, <http://www.i-micronews.com/lectureArticle.asp?id=7607>, 04 Haziran 2013.

- [16] Atmel Corporation, (2010). Atmega 16L, 2466T
- [17] NXP B.V., (2011). 74HC595 Datasheet
- [18] Power Integration Inc., (2012). LNK 362-364 Datasheet
- [19] Philips Electronics, (2004). MMBTA92 Datasheet
- [20] ON Semiconductor, (2007). NCP1402 Datasheet
- [21] NXP B.V., (2011). Z0103MN Datasheet
- [22] Fairchild Semiconductor, (1995). 2N7002 Datasheet
- [23] Maxim Integrated, (2007). MAX3232 Datasheet
- [24] Fairchild Semiconductor, (2006). CNY17X Datasheet
- [25] Omron Corporation, (2011). G5LA Datasheet, Cat. No. X301-E-1b.
- [26] Maxim Integrated, (2006). MAX3370 Datasheet
- [27] Texas Instruments, (2011). Level Translation Guide
- [28] Philips Electronics, (1997). Bi-directional level shifter for I²C-bus and other systems, AN97055.
- [29] NXP B.V., (2004). BC857 Datasheet
- [30] Fairchild Semiconductor, (2012). BC557 Datasheet
- [31] Nilsen K., (2012), Using Java to deal with multicore programming complexity: Part 1, <http://www.embedded.com/design/programming-languages-and-tools/4375996/Using-Java-for-multicore-programming-complexity--Part-1>, 04 Haziran 2013.
- [32] Bohr M. ve Mistry K., (2011), Intel's Revolutionary 22 nm Transistor Technology, http://download.intel.com/newsroom/kits/22nm/pdfs/22nm-Details_Presentation.pdf, 04 Haziran 2013.
- [33] Kester W., Bordeaux E. ve Horvath J., (2009). "Low Voltage Logic Interfacing", Hardware Design Techniques, Section 10.

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı :Tolga AYTEKİN
Doğum Tarihi ve Yeri :14.10.1988 Edirne
Yabancı Dili :İngilizce
E-posta :tolga.aytekin@outlook.com

ÖĞRENİM DURUMU

Derece	Alan	Okul/Üniversite	Mezuniyet Yılı
Lisans	Elektrik Elektronik Mühendisliği	Eskişehir Osmangazi Üniversitesi	2011
Lise	Fen	Uzunköprü Muzaffer Atasay Anadolu Lisesi	2006

İŞ TECRÜBESİ

Yıl	Firma/Kurum	Görevi
2012	Arçelik A.Ş. Merkez Ar-Ge	Mühendis

YAYINLARI

Makale

1. “Flyback Topolojisine Sahip Bir SMPS Devresinin Yüksek Şebeke Gerilimi Altında Performans Analizi” Endüstri ve Otomasyon Dergisi, Aralık 2012