



UNIVERSITAS INDONESIA

**RANCANG BANGUN *BOOST CONVERTER* TIPE
DUAL-INDUKTOR**

SKRIPSI

**Diajukan sebagai salah satu persyaratan menjadi sarjana teknik pada
program Sarjana Teknik**

SAUT PARULIAN

0806366352

**UNIVERSITAS INDONESIA
FAKULTAS TEKNIK
PROGRAM SARJANA EKSTENSI
DEPOK
DESEMBER 2010**

HALAMAN PERNYATAAN ORISINALITAS

Skripsi ini adalah hasil karya saya sendiri,
dan semua sumber baik yang dikutip maupun dirujuk
telah saya nyatakan dengan benar

Nama : SAUT PARULIAN

NPM : 0806366352

Tanda Tangan :

Tanggal : 5 Januari 2010

HALAMAN PENGESAHAN

Skripsi ini diajukan oleh :

Nama : Saut Parulian

NPM : 0806366352

Program Studi : Teknik Elektro

Judul Skripsi : Rancang Bangun *boost converter* tipe dual-induktor

Telah berhasil dipertahankan di hadapan Dewan Penguji dan diterima sebagai bagian persyaratan yang diperlukan untuk memperoleh gelar Sarjana Teknik pada Program Studi Teknik Elektro, Fakultas Teknik, Universitas Indonesia

DEWAN PENGUJI

Pembimbing : Dr. Ir. Feri Yusivar M.Eng

(.....)

Penguji : Dr. Ir. Ridwan Gunawam MT

(.....)

Penguji : Ir. Aries Subiantoro M.SEE

(.....)

Ditetapkan di : Depok

Tanggal : 5 Januari 2010

KATA PENGANTAR

Sungguh hanya Pujian dan sembah layak dinaikkan ke hadirat TUHAN, karena atas berkat dan penyertaan-Nya, saya dapat menyelesaikan skripsi ini. Penulisan skripsi ini dilakukan dalam rangka memenuhi salah satu syarat untuk mencapai gelar Sarjana Teknik Jurusan Teknik Elektro pada Fakultas Teknik Universitas Indonesia. Saya menyadari bahwa, tanpa bantuan dan bimbingan dari berbagai pihak, dari masa perkuliahan sampai pada pembuatan seminar ini, sangatlah sulit bagi saya untuk menyelesaikan seminar ini. Oleh karena itu, saya mengucapkan terima kasih kepada:

- (1) Dr. Ir. Feri Yusivar M.Eng, selaku dosen pembimbing yang telah menyediakan waktu, tenaga, dan pikiran untuk mengarahkan saya dalam penyusunan skripsi ini;
- (2) Orang tua dan keluarga saya yang telah memberikan bantuan dukungan material dan moral;
- (3) Sahabat-sahabat tim skripsi ini (Edison dan Junaidi) yang telah banyak membantu saya dalam menyelesaikan skripsi ini dan teman-teman ekstensi UI 2008;
- (4) Dukungan doa dari teman-teman pelayanan POA secara khusus tim Doper;
- (5) Dukungan doa dan spirit teman-teman KTB yang terus berjuang untuk hidup memuliakan Allah; dan
- (6) Calon pendamping hidupku, Christina Megawati, yang terus mengingatkanku, menemaniku dan mendukungku. Kiranya apa yang telah kau lihat dalam hidup perkuliahanku dapat membuatmu makin bijaksana.

Akhir kata, saya berdoa Tuhan Yesus Kristus memberkati semua pihak yang telah mendukung skripsi ini dapat selesai. Semoga skripsi ini membawa manfaat bagi pengembangan ilmu kedepan.

Depok, 17 Desember 2010

Penulis

**HALAMAN PERNYATAAN PERSETUJUAN PUBLIKASI
SKRIPSI UNTUK KEPENTINGAN AKADEMIS**

Sebagai sivitas akademik Universitas Indonesia, saya yang bertanda tangan di bawah ini:

Nama : Saut Parulian

NPM : 0806366352

Program Studi : Teknik Elektro

Departemen : Teknik Elektro

Fakultas : Teknik

Jenis Karya : Skripsi

demikian pengembangan ilmu pengetahuan, menyetujui untuk memberikan kepada Universitas Indonesia **Hak Bebas Royalti Noneksklusif (Non-exclusive Royalty Free Right)** atas karya ilmiah saya yang berjudul:

RANCANG BANGUN *BOOST CONVERTER* TIPE DUAL-INDUKTOR

beserta perangkat yang ada (jika diperlukan). Dengan Hak Bebas Royalti Noneksklusif ini Universitas Indonesia berhak menyimpan, mengalihmedia/formatkan, mengelola dalam bentuk pangkalan data (*database*), merawat, dan mempublikasikan skripsi saya tanpa meminta izin dari saya selama tetap mencantumkan nama saya sebagai penulis/pencipta dan sebagai pemilik Hak Cipta.

Demikian pernyataan ini saya buat dengan sebenarnya.

Dibuat di : Depok

Pada tanggal : 5 Januari 2010

Yang menyatakan

(Saut Parulian)

Saut Parulian NPM : 0806366352 Departemen Teknik Elektro	Dosen Pembimbing Dr. Ir. Feri Yusivar M.Eng
RANCANG BANGUN <i>BOOST CONVERTER</i> TIPE DUAL-INDUKTOR	
ABSTRAK	
<p>Dalam perkembangan teknologi yang sermakin pesat, kebutuhan akan sumber energy semakin besar pula, penelitian demi penelitian mencari sumber energy baru atau alternative telah banyak dikembangkan. Salah satunya yang mendapat perhatian adalah solar cell system, menggunakan intensitas cahaya matahari menjadi sumber listrik mengkategorikannya menjadi salah satu jenis energy terbarukan.</p> <p>Namun intensitas cahaya matahari yang berubah-ubah mengakibatkan dibutuhkannya suatu perangkat yang mampu menaikkan jika intensitas matahari menurun. Adalah boost converter yang pada akhirnya didisain untuk dapat memenuhi kebutuhan ini. Menghasilkan nilai magnitude keluaran lebih besar dari pada masukan merupakan tujuan dari rangkaian ini dibuat.</p>	
Kata Kunci : <i>boost, converter, PWM</i>	
Saut Parulian NPM : 0806366352 Departemen Teknik Elektro	The lecturer of consultant Dr. Ir. Feri Yusivar M.Eng
DESIGN AND DEVELOPMENT <i>BOOST CONVERTER</i> DUAL-INDUCTOR TYPE	
ABSTRACT	
<p>The technology improvement were going faster nowadays, the needed of energy usage was more and more bigger, research of finding and explore a new or alternative energy becoming trend. one of them is solar cell system, using sun's light intensity as electric supply and categorized as renewable energy.</p> <p>But the suns light carateristics which is non-stable intensity make the system need an aequipment to support. boost converter are design to meet the requirements. making output voltage higher than input in magnitude is the purpose of it. by analized the respond of input and output power with differentiation of PWM controller would make clear of design a better equipment</p>	
keyword : <i>boost, converter, PWM</i>	

DAFTAR ISI

HALAMAN JUDUL

HALAMAN PERNYATAAN ORISINALITAS

HALAMAN PENGESAHAN

KATA PENGANTAR

LEMBAR PERSETUJUAN PUBLIKASI KARYA ILMIAH

ABSTRAK

ABSTRACT

DAFTAR ISI

DAFTAR GAMBAR

DAFTAR TABEL

BAB I PENDAHULUAN

1.1 LATAR BELAKANG

1.2 TUJUAN SKRIPSI

1.3 BATASAN MASALAH

1.4 SISTEMATIKA PENULISAN

BAB II DASAR TEORI

2.1 DC-DC CONVERTER

2.2 RANGKAIAN DAN PRINSIP KERJA BOOST CONVERTER

BAB III PERANCANGAN DAN CARA KERJA SISTEM

3.1 DESKRIPSI SISTEM

BAB IV ANALISA

BAB V KESIMPULAN DAN SARAN

DAFTAR PUSTAKA

LAMPIRAN

DAFTAR GAMBAR

Gambar 2.1	Dc-dc konverter	4
Gambar 2.2	<i>Pulse Width Modulation</i> (PWM)	5
Gambar 2.3	<i>Pulse Frequency Modulation</i> (PFM)	6
Gambar 2.4	Rangkaian dasar <i>boost</i> konverter	6
Gambar 2.5	(a) kondisi Q = ON, (b) kondisi Q = OFF	7
Gambar 2.6	Skeksa gelombang tegangan induktor dan arus kapasitor	7
Gambar 2.7	Gragik rasio konversi tegangan terhadap <i>duty cycle</i>	8
Gambar 2.8	Rangkaian ekivalen pada keluaran <i>boost</i> konverter	10
Gambar 2.9	Rangkaian ekivalen <i>boost</i> konverter	11
Gambar 3.1	Blok diagram <i>boost</i> konverter	13
Gambar 3.2	Rangkaian daya <i>boost</i> konverter	14
Gambar 3.3	Rangkaian kendali <i>boost</i> konverter	19
Gambar 4.1	Hasil Pengukuran Maksimum frekuensi keluaran IC TL 494C	21
Gambar 4.2	Sinyal PWM keluaran dengan nilai <i>duty cycle</i> 7.97 %	23
Gambar 4.3	Sinyal PWM keluaran dengan nilai <i>duty cycle</i> 20.23 %	23
Gambar 4.4	Sinyal PWM keluaran dengan nilai <i>duty cycle</i> 45.86 %	24
Gambar 4.5	Rangkaian penguji trafo arus	25
Gambar 4.6	Data gelombang hasil uji dengan Frekuensi 10 kHz	26
Gambar 4.7	Data gelombang hasil uji dengan Frekuensi 20 kHz	27
Gambar 4.8	Data gelombang hasil uji dengan Frekuensi 20 kHz ditambah dioda 1N4007 pada belitan sekunder	27
Gambar 4.9	Data gelombang hasil uji dengan Frekuensi 30 kHz ditambah dioda 1N4007 pada belitan sekunder	28
Gambar 4.10	Data gelombang hasil uji dengan Frekuensi 40 kHz ditambah dioda 1N4007 pada belitan sekunder	28
Gambar 4.11	Data gelombang hasil uji dengan Frekuensi 50 kHz ditambah dioda 1N4007 pada belitan sekunder	29
Gambar 4.12	Data gelombang hasil uji dengan Frekuensi 60 kHz ditambah dioda 1N4007 pada belitan sekunder	29

Gambar 4.13 Data gelombang hasil uji dengan Frekuensi 60 kHz ditambah dioda 1N4007 pada belitan sekunder dan kapasitor diparalel dengan resistor 10 30
Gambar 4.14 Data gelombang hasil uji dengan F 60 kHz ditambah dioda 1N4007 terbalik pada belitan sekunder dan kapasitor diparalel dengan resistor 10 30
Gambar 4.15 Grafik Vout pembacaan terhadap perubahan arus.....	31
Gambar 4.16 Rangkaian pengujian boost converter pada tegangan rendah 33
Gambar 4.17 Grafik efisiensi terhadap perubahan duty cycle	35
Gambar 4.18 Grafik efisiensi terhadap perubahan frekuensi.....	36
Gambar 4.19 Grafik efisiensi terhadap perubahan tegangan input	36
Gambar 4.20 Vout ketika $V_{in}=26\text{ V}$; $D=45.25$; $f=20.29\text{ kHz}$; (probe x10) 37
Gambar 4.21 Vout ketika $V_{in}=28\text{ V}$; $D=45.25$; $f=20.29\text{ kHz}$; (probe x10) 37
Gambar 4.22 Vout ketika $V_{in}=30\text{ V}$; $D=45.25$; $f=20.29\text{ kHz}$; (probe x10) 37

DAFTAR TABEL

Tabel 3.1 Sepsifikasi Boost konverter	14
Tabel 4.1 Tabel Pengukuran Frekuensi keluaran	21
Tabel 4.2 Tabel Pengukuran Duty Cyle dengan frekuensi 10 kHz	22
Tabel 4.3 Tabel pengujian trafo arus pada tegangan kerja 10 V	25
Tabel 4.4 Tabel Pengukuran Induktor pada frekuensi 1kHz	32
Tabel 4.5 Tabel data uji coba boost konverter	34

BAB I

PENDAHULUAN

1.1 Latar Belakang

Sumber energi menjadi perhatian yang semakin serius akhir-akhir ini. Energi terbarukan menjadi sorotan ditengah-tengah isu pemanasan global dan juga seruan: “*Go Green*”. Perpindahan penggunaan energi bukan terbarukan menuju kepada energi terbarukan menjadi salah satu harapan dalam mengurangi atau meredam pemanasan global. Penelitian demi penelitian dilakukan untuk mengembangkan energi terbarukan bahkan menciptakan energi terbarukan yang baru.

Dalam lingkup kelistrikan, sel surya termasuk energi terbarukan ketiga tertua setelah PLTA (Pembangkit Listrik Tenaga Air) dan PLTPB (Pembangkit Listrik Tenaga Panas Bumi). Dibanyak tempat, sel surya digunakan sebagai sumber energi cadangan mendampingi sumber PLN. Tetapi untuk tempat-tempat yang kecil kemungkinannya menggunakan sumber dari PLN, sel surya dapat menjadi sumber energi yang utama seperti penggunaan pada satelit ruang angkasa, rambu-rambu lepas pantai, penerangan di pulau-pulau terpencil dan lain-lain.

Energi matahari diubah menjadi energi listrik pada keping *photovoltaic* ini menjadi konsep dasar dari energi sel surya. Namun, karakteristik intensitas matahari yang selalu berubah-ubah terhadap waktu, cuaca dan iklim menjadikan sel surya tidak maksimal penggunaan jika ditempatkan secara pasif. Salah satu dampaknya adalah perubahan nilai tegangan seiring intensitas cahaya yang diterima oleh sel surya. Cara memaksimalkannya adalah dengan menggunakan *boost converter*. *Boost converter* adalah suatu alat yang dapat menaikkan nilai tegangan keluaran sel surya.

Dengan penelitian ini, diharapkan rancang bangun *boost converter* dapat menghasilkan tegangan keluaran yang tetap dan stabil. Hasil dari penelitian ini, di

harapkan dapat memberi sedikit gambaran mengenai *boost converter* yang akan di gunakan pada sel surya, serta sebagai bahan diskusi atau tambahan bagi para pembaca atau mahasiswa yang akan membuat tugas akhir yang berkaitan dengan *boost converter*.

1.2 Tujuan Penulisan

Tujuan skripsi ini adalah sebagai berikut: Merancang dan membuat rangkaian dc-dc konverter dengan menggunakan sistem *boost* konverter yang dapat menghasilkan tegangan keluaran lebih besar dari tegangan masukan. Nilai tegangan keluaran diharapkan dapat mencapai 300 VDC dengan cakupan tegangan masukan antara 100 – 230 VDC. Kemudian daya yang dapat disalurkan mencapai 700 Watt. Pada akhirnya, penerapan sistem *boost* konverter ini diharapkan akan dapat menghasilkan sebuah DC *power supply* dengan faktor daya dan efisiensi yang tinggi.

1.3 Perumusan masalah

Pada awal perencanaan, *boost converter* dirancang harus mampu mengeluarkan tegangan keluaran yang besar mencapai 300 V DC dengan tegangan masukan 100 – 230 V DC dan mampu mengeluarkan daya hingga 700 W. Didalam perancangannya, ditemukan rangkaian yang mampu berkerja hingga 5 kW daya keluaran. Jadi, dengan adanya skripsi ini dapat diketahui kemampuan rangkaian dan tingkat efisiensi dari penggunaan *boost* konverter tipe dual-induktor sebagai salah satu regulator dc tipe pensaklaran dengan mengatur lebar pulsa PWM dari 31% hingga 61% dan dalam beberapa besar beban.

1.4 Pembatasan Masalah

Mengacu pada hal di atas, penulis melakukan pembatasan masalah dengan batasan-batasan sebagai berikut : Bagaimana sistem *boost* bekerja dengan adanya perubahan lebar pulsa PWM pada pengendali pensaklaran saat adanya perubahan

nilai beban. Bagaimana membuat dan menguji perangkat perangkat yang dibuat seperti trafo arus dan belitan induktor. Serta pengaruh dari penggunaan besarnya frekuensi *switching* dan komponen *switching*. Sistem dalam fungsi *open loop*.

1.5 Metode Penulisan

Metode penulisan yang digunakan dalam penyusunan laporan Skripsi ini adalah:

1. Metode Kepustakaan

Metode ini merupakan pengumpulan data-data melalui buku, jurnal dan eBook yang berkaitan dengan pembuatan Skripsi ini.

2. Metode Observasi

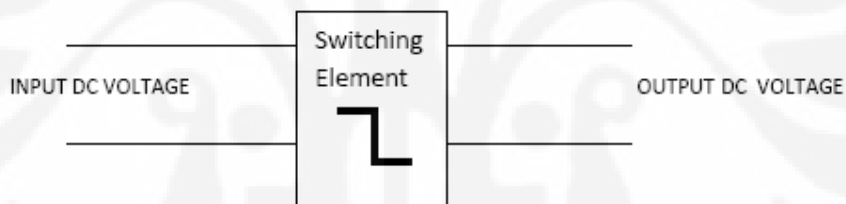
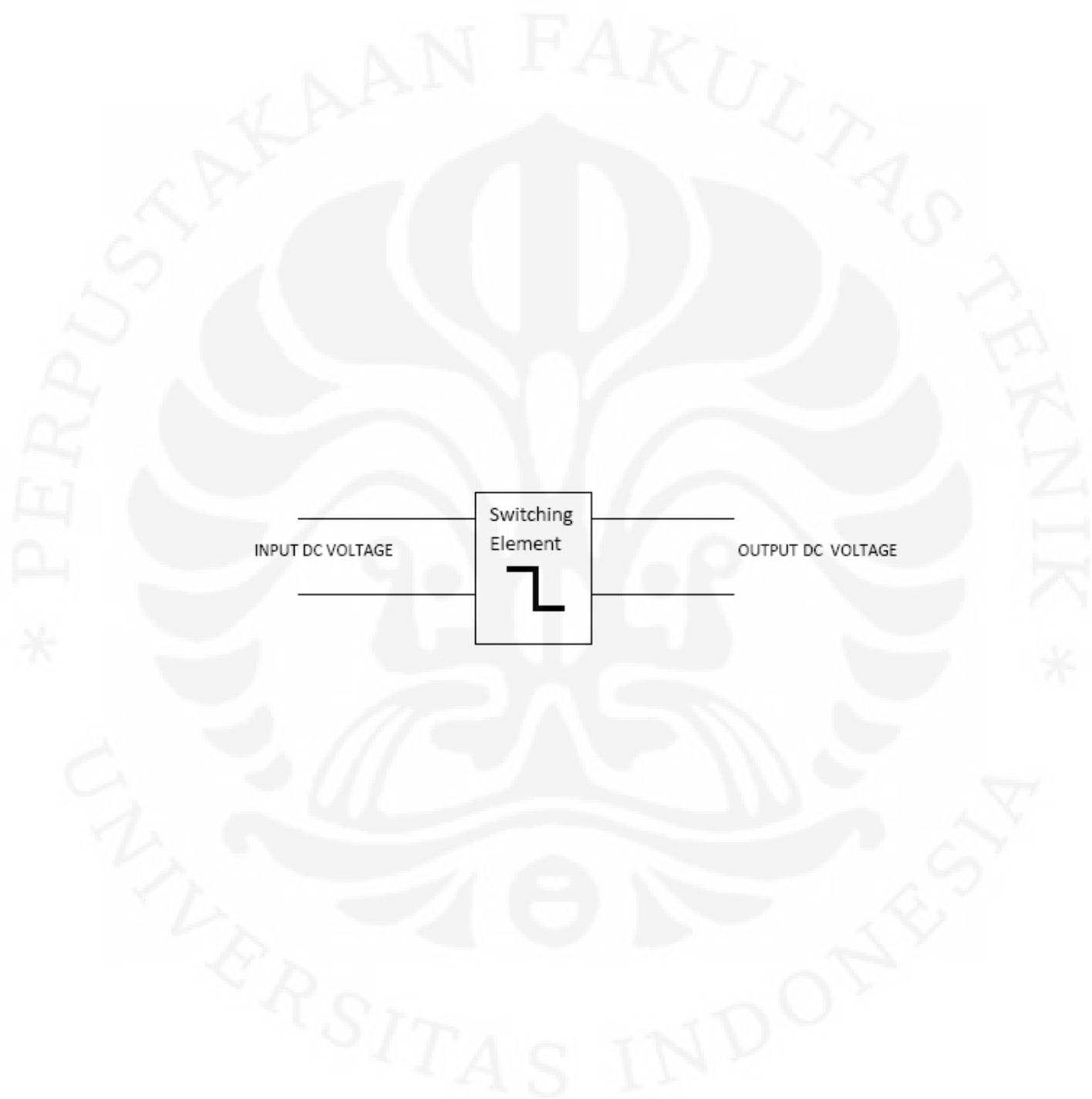
Merupakan metode pembuatan alat dan pengujian alat yang berkaitan dengan pembuatan Skripsi ini.

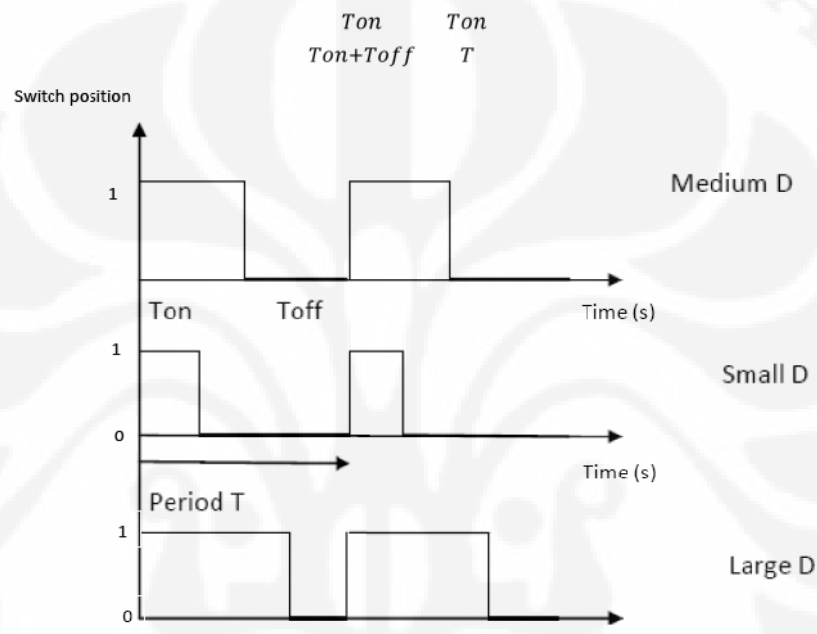
3. Metode Konsultasi dan Diskusi

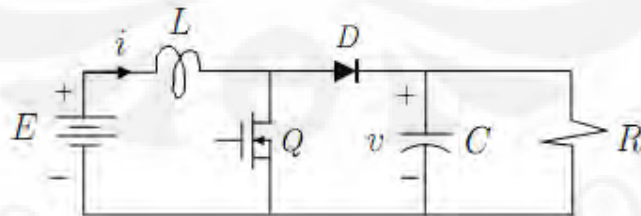
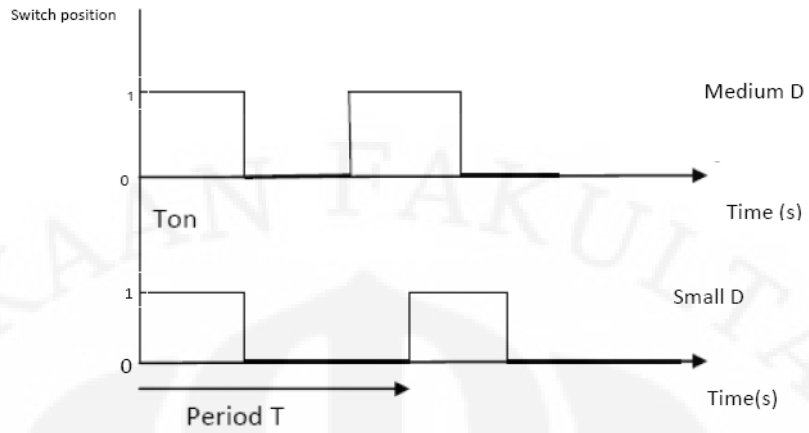
Merupakan metode dengan cara berdiskusi atau konsultasi langsung kepada dosen pembimbing, dosen pengajar, serta orang-orang yang memahami dan berkompeten tentang judul pembuatan Skripsi ini.

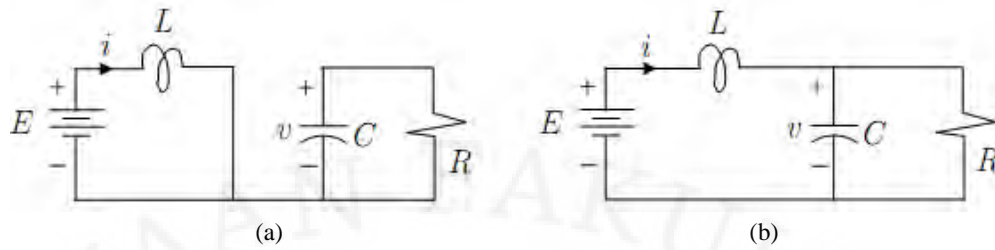
1.6 Sistematika Penulisan

Dalam penulisan tugas akhir ini akan disusun secara sistematis yang terdiri atas bagian – bagian yang saling berhubungan sehingga diharapkan akan mudah dipahami dan dapat diambil manfaatnya. Bab satu pendahuluan, berisi latar belakang, tujuan, perumusan masalah, pembatasan masalah, metode penulisan dan sistematika penulisan. Bab dua teori dasar, pada bab ini berisi tentang dasar-dasar DC-DC konverter dan PWM. Bab tiga perancangan dan cara kerja sistem, merupakan penjelasan perancangan sistem serta prinsip kerja *boost* konverter. Bab empat analisa, merupakan penjelasan analisa rangkaian *boost* konverter. Bab lima berisi kesimpulan dari seluruh pembahasan karya tulis ini.









Gambar 2.5 (a) kondisi Q = ON, (b) kondisi Q = OFF [2]

Ketika posisi sakelar Q = ON, dengan menggunakan hukum KCL akan didapat persamaan :

$$L \frac{di}{dt} = E$$

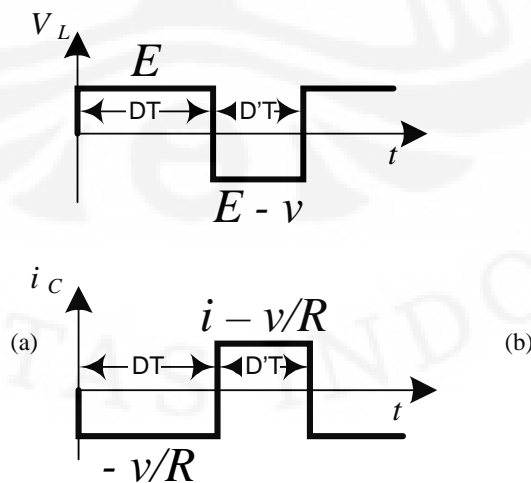
$$C \frac{dv}{dt} = -v/R \tag{2.2}$$

Pada posisi sakelar Q = OFF, maka tegangan induktor dan arus pada kapasitor adalah

$$L \frac{di}{dt} = -v + E$$

$$C \frac{dv}{dt} = i - v/R \tag{2.3}$$

Dari persamaan 2.1 dan 2.2 dapat digunakan untuk membuat sketsa gelombang tegangan induktor dan arus kapasitor terhadap fungsi waktu seperti gambar 2.6.



Gambar 2.6. Sketsa gelombang tegangan induktor dan arus kapasitor

Berdasarkan sketsa gelombang tegangan induktor, tegangan keluaran (v) lebih besar dari tegangan masukan (E), pada sub-interval pertama (DT), tegangan induktor (V_L) sebanding dengan tegangan masukan (E) dan bernilai positif. Pada kondisi steady-state, jumlah tegangan pada satu periode adalah sama dengan 0 (nol), maka pada sub-interval kedua ($D'T$) tegangan induktor akan bersifat negatif. Karena tegangan keluaran (v) lebih besar dari tegangan masukan (E), maka total v_L adalah:

$$(2.4)$$

Dengan menghitungnya sama dengan 0 (nol) maka didapat persamaan

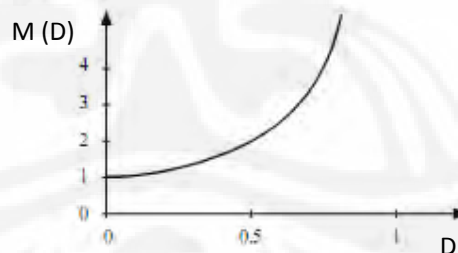
$$E(D+D') - vD' = 0 \quad (2.5)$$

Dengan mengingat bahwa $(D+D')=1$, maka persamaan tegangan keluaran adalah

$$v = E / D' \quad (2.6)$$

Maka persamaan rasio konversi tegangan adalah

$$M(D) = \frac{1}{1-D} \quad (2.7)$$



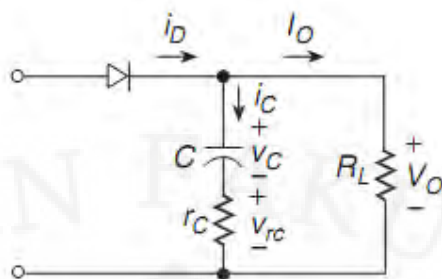
Gambar 2.7. Grafik rasio konversi tegangan terhadap *duty cycle*

2.2.1 Interval Waktu $0 < t < DT$

Sakelar (Q) ON dan dioda OFF pada interval waktu ini. Maka dioda akan dibias mundur sebesar $-V_o$. Tegangan pada sakelar dan arus pada dioda adalah 0

$$\begin{aligned}i_D = i_L &= \frac{1}{L} \int_{DT}^t v_L dt + i_L(DT) = \frac{1}{L} \int_{DT}^t (V_I - V_O) dt + i_L(DT) \\ &= \frac{V_I - V_O}{L} (t - DT) + i_L(DT),\end{aligned}$$

$$I_{DM} = I_{SM} = I_I + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{I_O}{1-D} + \frac{\Delta i_L}{2}.$$

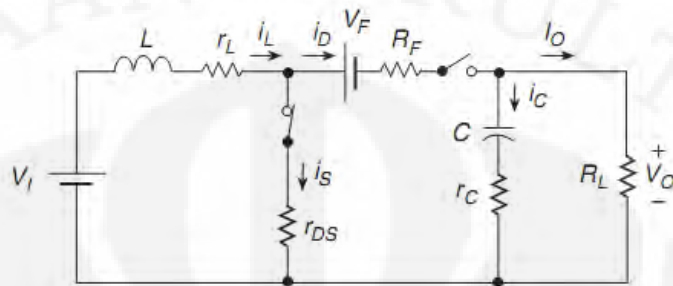


$$I_{o\max} \\ 1 - D_{\max}$$

$$\frac{r_c I_{o\max}}{1 - D_{\max}}$$

$$Q_{\max} = \frac{Q_{\max}}{C_{\min}} = \frac{I_{o\max} D_{\max} T}{C_{\min}} = \frac{V_o D_{\max}}{f_s R_{L\min} C_{\min}}$$

$$\frac{I_{o\max} D_{\max}}{f_s V_{C_{pp}}} = \frac{V_o D_{\max}}{f_s R_{L\min} V_{C_{pp}}}$$



$$\frac{P_o}{P_o + P_{LS}}$$

$$\frac{D r_{DS} I_o^2}{1 - D^2} \quad \frac{D r_{DS} P_o}{1 - D^2 R_L}$$

Sehingga total disipasi daya pada MOSFET,

$$P_{FET} = Pr_{DS} + \frac{P_{sw}}{2} = \frac{Dr_{DS}I_o^2}{(1-D)^2} + \frac{1}{2} F_s \cdot C_o V_o^2 \quad (2.20)$$

Rugi-rugi pada dioda adalah (R_F merupakan hambatan dalam dioda saat bias maju),

$$P_D = P_{VF} + P_{RF} = V_{FIo} + \frac{R_F I_o^2}{1-D} = \left[\frac{V_F}{V_o} + \frac{R_F}{(1-D)R_L} \right] P_o \quad (2.21)$$

Rugi-rugi pada induktor adalah (r_L merupakan hambatan dalam induktor),

$$Pr_L = r_L I_{L_{rms}}^2 = \frac{r_L I_o^2}{(1-D)^2} = \frac{r_L P_o}{(1-D)^2 R_L} \quad (2.22)$$

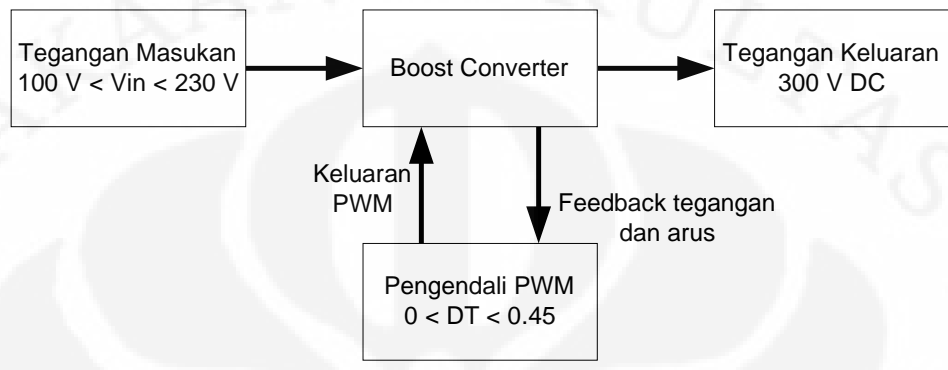
Rugi-rugi pada kapasitor filter adalah (r_C merupakan hambatan dalam kapasitor/ESR),

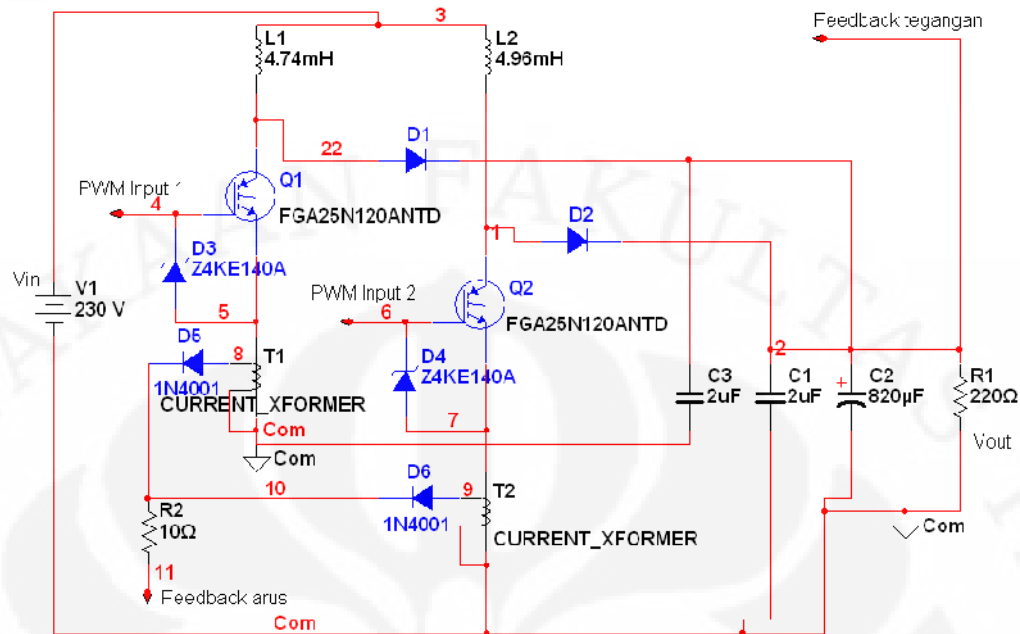
$$Pr_C = r_C I_{C_{rms}}^2 = \frac{Dr_C I_o^2}{1-D} = \frac{Dr_C P_o}{(1-D)R_L} \quad (2.23)$$

Sehingga didapat untuk rugi-rugi keseluruhan (PLS) adalah,

$$PLS = Pr_{DS} + P_{sw} + P_D + Pr_L + Pr_C \quad (2.24)$$

Untuk menghindari rugi-rugi yang besar, pemilihan komponen sangat penting dengan memperhatikan hambatan dalam, arus dan tegangan maksimum komponen sehingga dapat digunakan sebagai komponen *boost* konverter.





Gambar 3.2. Rangkaian daya *boost* konverter

Beberapa komponen pada rangkaian daya diperoleh dengan merakit seperti trafo arus (*current_xformer*) dan kapasitor 820 uF. Trafo arus dibuat sendiri dengan menggunakan kawat berselubung tipis (*email*) berdiameter 0.7 mm yang dibelitkan pada sebuah inti ferit bentuk toroida dengan jumlah 100 lilit. Hal ini untuk mendapatkan rasio arus 100 : 1. Jika arus yang mengalir melalui toroida 1 A sebagai belitan primer, maka arus yang mengalir pada belitan sekunder adalah 10 mA. Kapasitor 820 uF yang digunakan adalah tipe elektrolit dengan batas maksimum tegangannya 800 VDC. Di pasaran tidak akan ditemukan kapasitor dengan spesifikasi demikian. Maka dibuatlah rangkaian kapasitor yang terdiri dari 4 buah kapasitor 820 uF / 400 VDC yang dirangkai seri-paralel untuk mendapatkan spesifikasi 820 uF / 800 VDC.

Boost konverter ini dirancang untuk berkerja pada spesifikasi pada tabel 3.1 dibawah ini.

Tabel 3.1. Spesifikasi *boost* konverter

Parameter	Nilai
V in	Min : 100 V DC Max : 230 V DC

V out	300 V DC
I out	Min : 0.4 A (5% dari 8 A) Max : 8 A
Duty Cycle	Min : 0.31 Max : 0.61
Resistansi	Min : 37.5 Max : 750
Frekwensi	10 kHz
Kendali PWM	TL494C (Texas Instrumens)

1. Step – 1: Menentukan Daya keluaran (Pout)

$$P_{out \max} = V_o I_o \max \tag{3.1}$$

$$= 300 \text{ V} \times 8 \text{ A}$$

$$= 2400 \text{ W}$$

$$P_{out \min} = V_o I_o \min$$

$$= 300 \text{ V} \times 0.4 \text{ A} = 120 \text{ W}$$

2. Step – 2: Menentukan resistansi keluaran minimum (R_L)

$$R_{L \min} = \frac{V_{out}}{I_{out \max}} \qquad R_{L \max} = \frac{V_{out}}{I_{out \min}} \tag{3.2}$$

$$= 300 / 8$$

$$= 37.5$$

$$= 300 / 0.4$$

$$= 750$$

3. Step – 3: Menentukan fungsi transfer tegangan (M_{VDC})

Fungsi transfer tegangan digunakan untuk menentukan D_{min}, D_{nom} dan D_{max} saat perancangan dengan nilai output yang tetap serta memperhatikan juga nilai efisiensi dari spesifikasi rangkaian.

$$M_{VDC-min} = \frac{V_{out}}{V_{in\ max}} = \frac{300}{230} = 1.304$$

$$M_{VDC-max} = \frac{V_{out}}{V_{in\ min}} = \frac{300}{130} = 2.307$$
(3.3)

4. Step – 4: Menentukan Duty Cycle (D)

Untuk menghitung *duty cycle*, pertama asumsikan dahulu efisiensi konverter 90 %. Maka *duty cycle* adalah.

$$D_{min} = 1 - \frac{\eta}{MVDC-min} = 1 - \frac{0.9}{1.304} = 0.31$$

$$D_{max} = \frac{\eta}{MVDC-max} = 1 - \frac{0.9}{2.307} = 0.61$$
(3.4)

5. Step – 5: Menentukan nilai induktor minimum (Lmin)

Pada perancangan *boost* konverter ini digunakan mode CCM, sehingga digunakan parameter Lmin. Untuk menentukan nilai Lmin dapat dilihat pada persamaan berikut.

$$L_{min} = \frac{2 R_{Lmax}}{27 f_s}$$

$$L_{min} = \frac{2 \cdot 750}{27 \cdot 10^4 \cdot 10^{-3}}$$

$$L_{min} = 5.55 \text{ mH}$$

6. Step – 6: Menentukan arus peak to peak pada induktor (iL(max))

Untuk menentukan $i_L(\max)$ dapat dilihat pada persamaan:

$$i_L(\max) = \frac{V_O D_{min}(1-D_{min})}{f_s L}$$

$$i_L(\max) = \frac{300 \times 0.31 (1-0.31)}{10^4 \times 6 \times 10^{-3}}$$

$$i_L(\max) = 1.0695 \text{ mA}$$

7. Step – 7: Menentukan current stresses pada komponen semikonduktor ($I_{SM}(\max)$)

$$I_{SM}(\max) = I_{DM}(\max) = \frac{I_{Omax}}{1-D_{max}} + \frac{V_{OD_{max}}(1-D_{max})}{2f_s L} \quad (3.5)$$

$$= \frac{8}{1-0.61} + \frac{300 \times 0.61 \times (1-0.61)}{2 \times 10^4 \times 6 \times 10^{-3}}$$

$$= 21,1 \text{ A}$$

$$V_{SM} = V_{SM} = V_O = 300 \text{ V}$$

Dari data hasil perancangan di atas, dipilih IGBT sebagai komponen switching dengan tipe NPT Trench IGBT produksi Fairchild tipe FGA25N120ANTD dengan spesifikasi $V_{CES} = 1200 \text{ V}$, $I_C (@ TC 100^0) = 25 \text{ A}$, $r_{DS} = 0.02$, $C_o = 130 \text{ pF}$ dan $Q_g = 200 \text{ nC}$.

Untuk dioda dipilih dioda schottky 1N5822 dengan spesifikasi $I_{F(AV)} = 6\text{A}$, $V_F = 0.525 \text{ V}$, $V_{DM} = 600\text{V}$ dan $R_F = 0.175$. Selanjutnya merupakan perancangan untuk menentukan nilai Cout untuk mengurangi ripple tegangan pada output.

8. Step – 8: Menentukan nilai kapasitor output (C_{out})

Kapasitor output digunakan sebagai pengurang ripple tegangan yang disebabkan kenaikan nilai beban. Selain nilai kapasitansi dari kapasitor, nilai ESR kapasitor juga menentukan nilai ripple tegangan. Untuk performance yang baik, maka gunakan kapasitor dengan nilai ESR yang rendah atau lebih kecil dari nilai ESR dari perancangan.

- Ripple Voltage = $V_r = \frac{1}{100} \times V_{out}$ (3.6)

- Equivalent Series Resistance (ESR)

$$r_{cmax} = \frac{V_{rcpp}}{I_{DM(max)}} = \text{ESR} \quad (3.7)$$

Di mana, V_{rcpp} adalah tegangan ripple peak-to-peak dan $I_{DM}(\max) = I_{SM}(\max)$.

- Ripple Voltage pada kapasitor filter ($V_{c\text{pp}}$)

$$V_{c\text{pp}} = V_r - V_{r\text{c\text{pp}}} \quad (3.8)$$

- Nilai kapasitor minimum (C_{min})

$$C_{\text{min}} = \frac{D_{\text{max}}}{f_s \cdot R_{L\text{min}}} \times \frac{V_{\text{out}}}{V_{c\text{pp}}} \quad (3.9)$$

$$V_r = \frac{1}{100} \times 300 \text{ V} = 3 \text{ V}$$

$$\text{Asumsi, } V_{r\text{c\text{pp}}} = \frac{V_r}{2} = \frac{3}{2} = 1.5 \text{ V}$$

$$r_{\text{c\text{max}}} = \frac{1.5}{21.1} = 71.1 \text{ m}$$

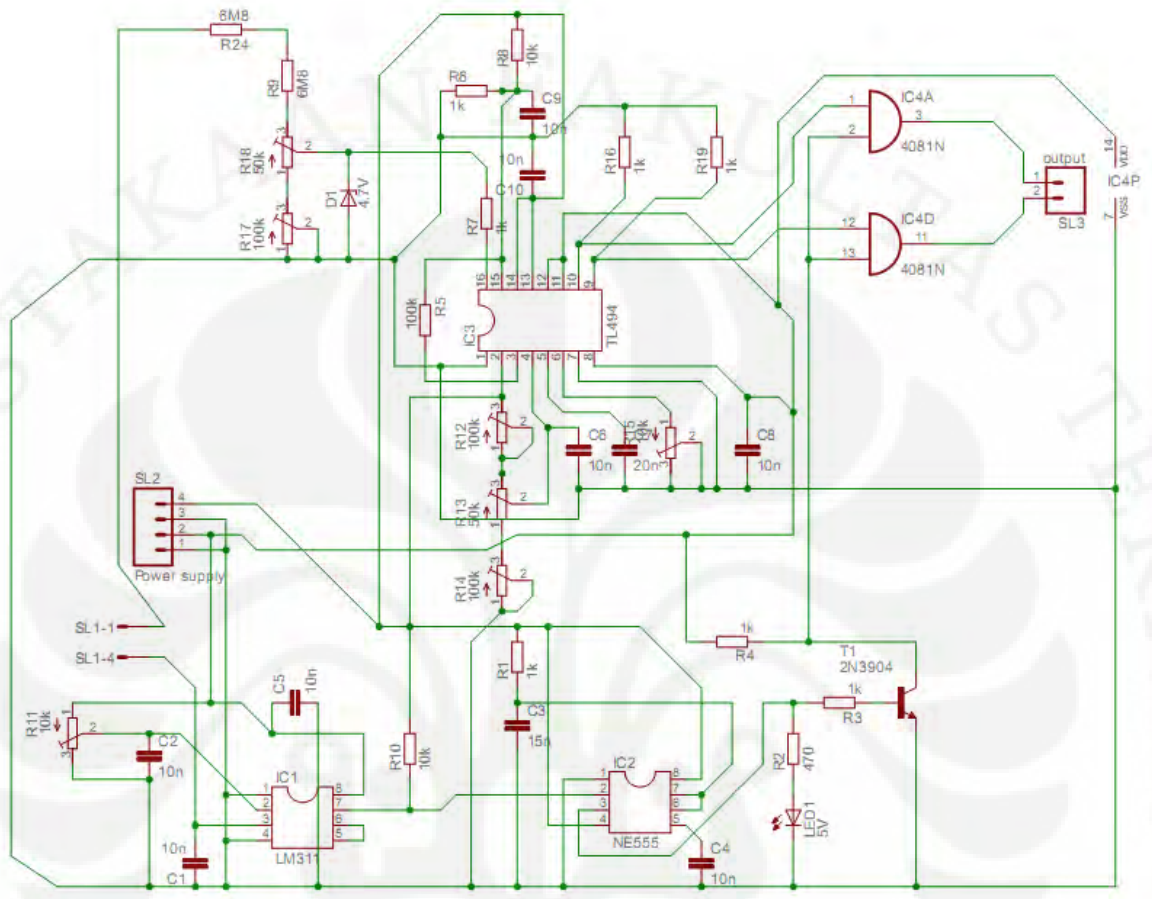
$$V_{c\text{pp}} = (3 - 1.5) \text{ V}$$

$$V_{c\text{pp}} = 1.5 \text{ V}$$

$$C_{\text{min}} = \frac{0.61}{10^4 \times 37.5} \times \frac{300}{1.5}$$

$$C_{\text{min}} = 325 \text{ uF}$$

Jadi, untuk penggunaan kapasitor filter ripple dipilih 820uF/800V dengan asumsi nilai ESR 71.1 m .

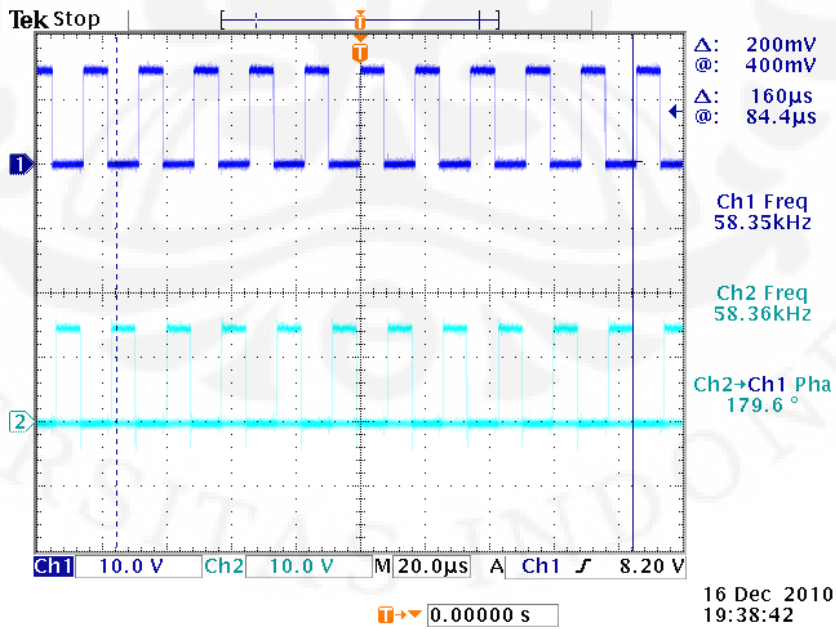


Frekuensi kerja dari PWM berkisar antara 2 kHz hingga 60 kHz. Resistor osilator yang dipilih tipe trimpot dengan range maksimum 10 k Ω . kapasitor osilator yang digunakan tipe mika dengan nilai 10 pF.

Perubahan duty cycle menggunakan 3 buah trimpot, 2 buah untuk batas minimum dan maksimum sebesar 100 k Ω dan 1 buah sebagai perubahan duty cycle menggunakan 50 k Ω .



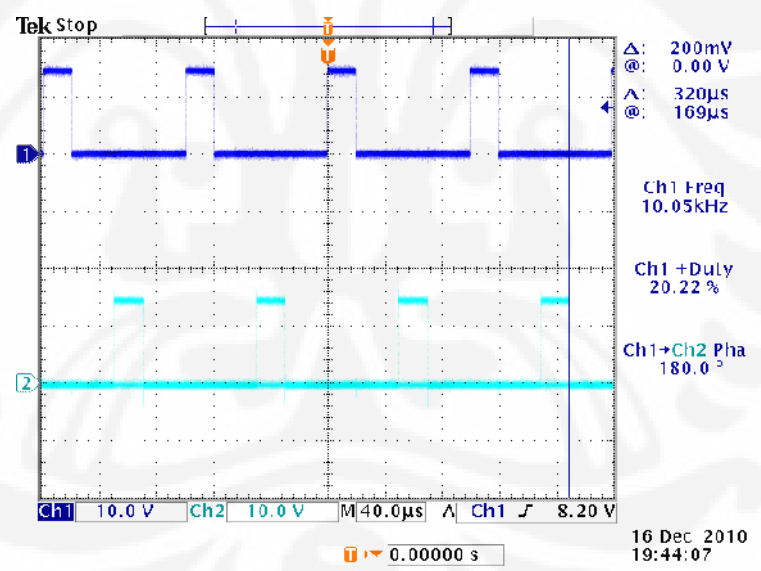
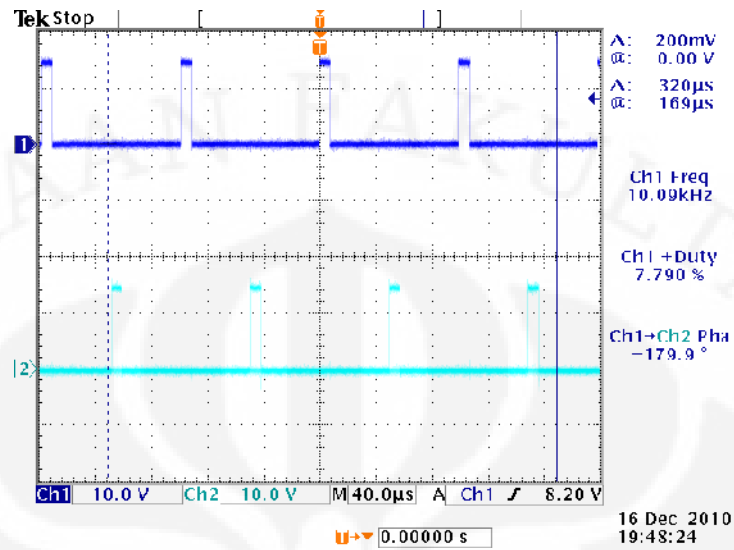
Nilai C_T (nF)	Nilai Trimpot R_T	Frekuensi keluaran (kHz)
10	10 k	2.258
	Max	58.36
	Mendekati Min	58.36

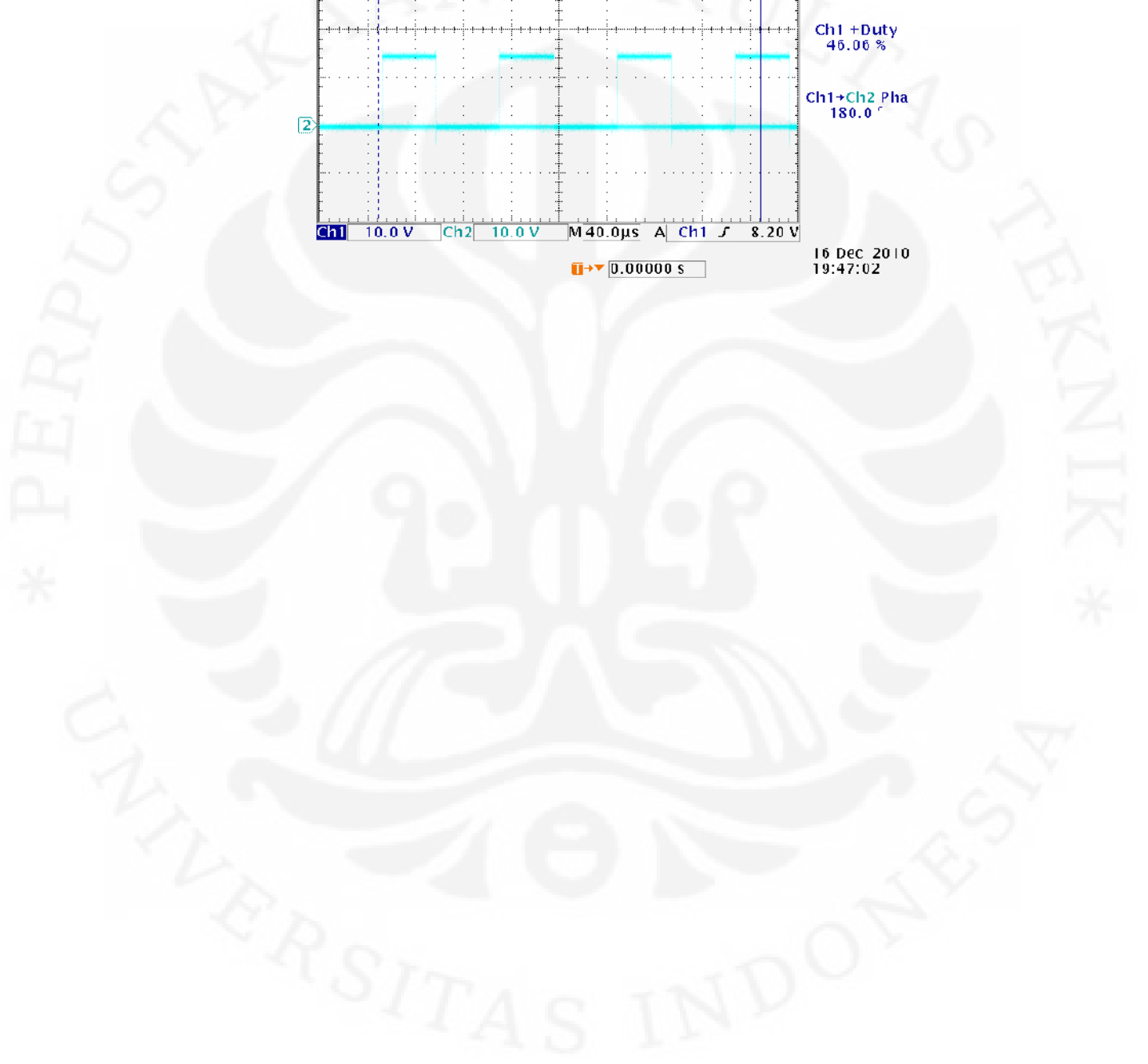
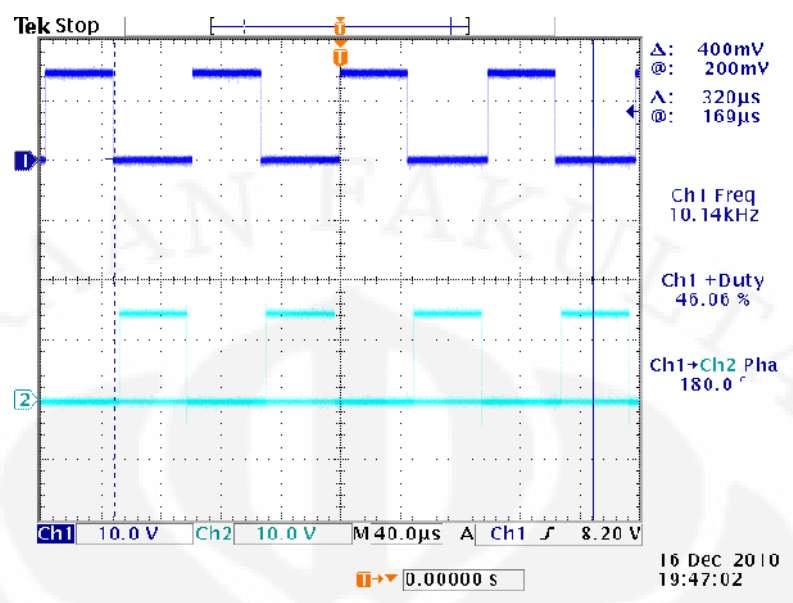


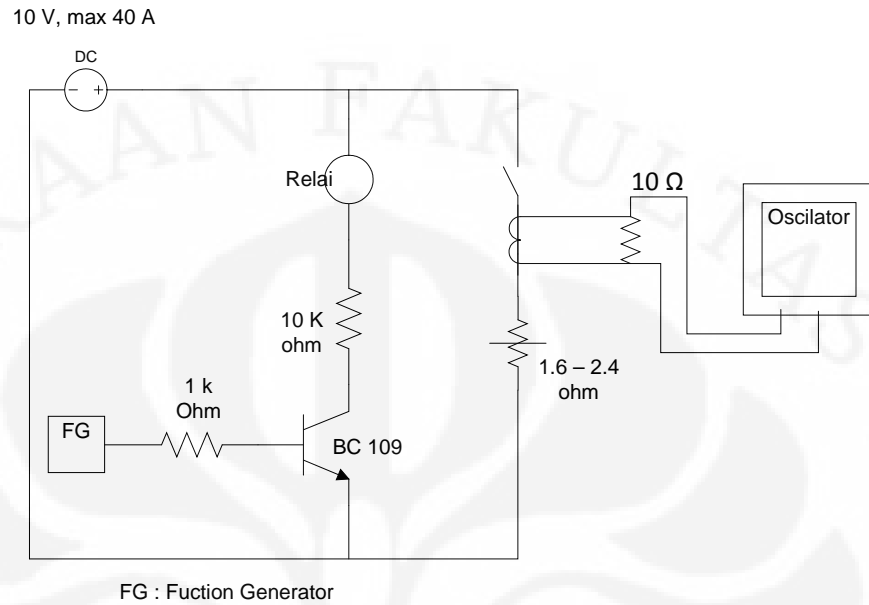
Tabel 4.2 Tabel Pengukuran Duty Cycle dengan frekuensi 10 kHz

Posisi TR Min 100 k	Posisi TR Duty 50 k	Posisi TR Max 100 k	Duty Cycle (%)
Min	Min	Max	20.23
Min	Max	Max	46.06
Max	Max	Max	46.06
Max	Max	Min	46.06
Min	Min	Min	0
Min	Max	Min	7.8
Max	Min	Min	0
Max	Min	Max	0

Dengan menggunakan probabilitas 2^n , maka kemungkinan perubahan posisi dari 3 trimpot diatas adalah $2^3 = 8$ kemungkinan. Tabel 4.2 memberikan keseluruhan kemungkinan yang terjadi dan didapatkan hasil minimum dan maksimum *duty cycle* yang dapat dikeluarkan oleh pengendali PWM yaitu minimum 0 % dan maksimum 46.06 %. Dengan adanya maksimum *duty cycle* tidak lebih besar dari 50 % dan perbedaan fasa keluaran PWM 1 dengan 2 sebesar 180° , maka konsep penggabungan 2 *boost* konverter menjadi mungkin. Perbedaan fasa tersebut membuat masing-masing induktor berkerja setengah dari beban yang dilayani. Dengan membuat induktor masing-masing bekerja sendiri dan secara bergantian membuat transfer daya lebih baik sehingga efisiensi lebih tinggi.







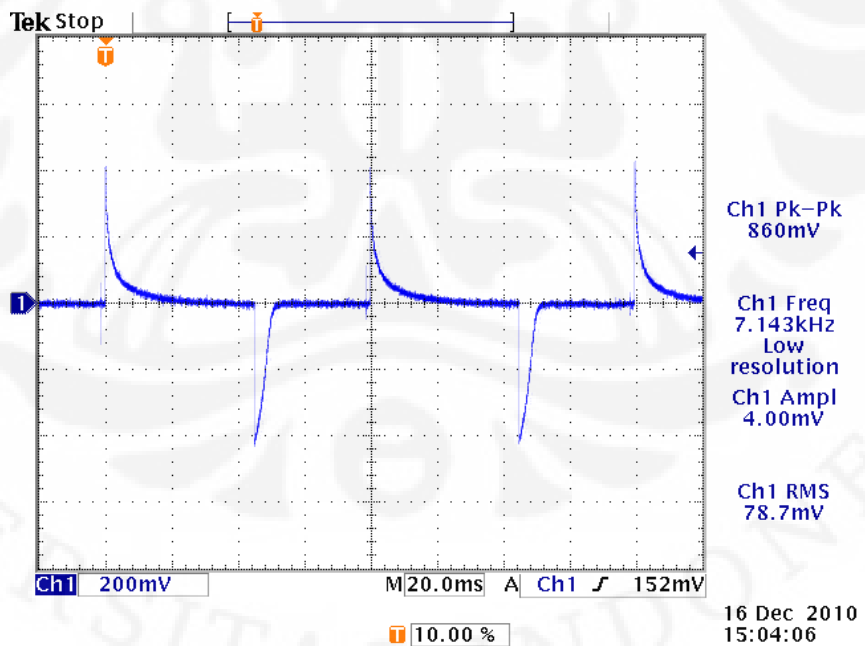
Gambar 4.5 Rangkaian pengujian trafo arus

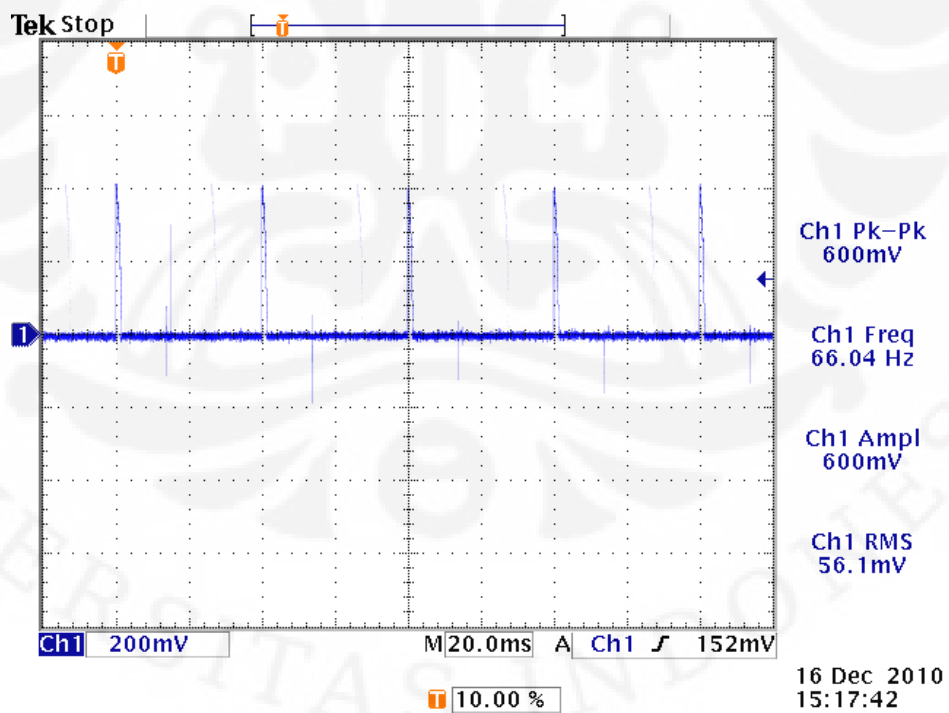
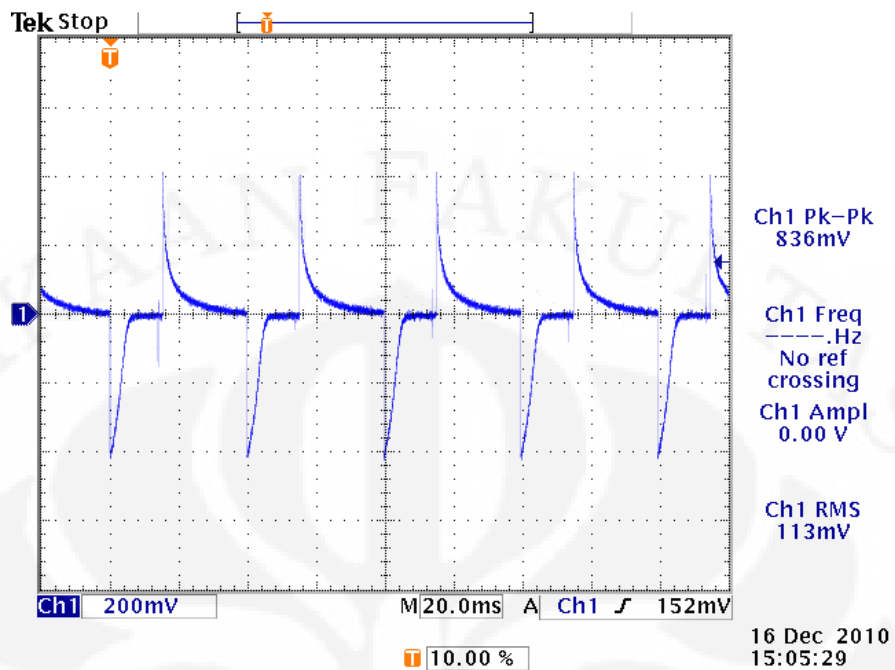
Pengujian dilakukan dengan membuat sumber arus buatan menggunakan suplai 10 VDC, Relai 12 VDC 10 A, Transistor BC 109, R 1 k dan 10 k dibuat seperti rangkaian diatas pada gambar 4.4. *Function* generator digunakan untuk membangkitkan pulsa penyaklaran transistor. Dari data tabel 4.3 dibawah ini, terlihat frekuensi yang digunakan antara 10 Hz – 80 Hz. Hal ini dikarenakan kemampuan penyaklaran dari kontak relai hanya mampu hingga 90 Hz saja yaitu 11 ms waktu tercepat sebuah kontak relai dapat berkerja.

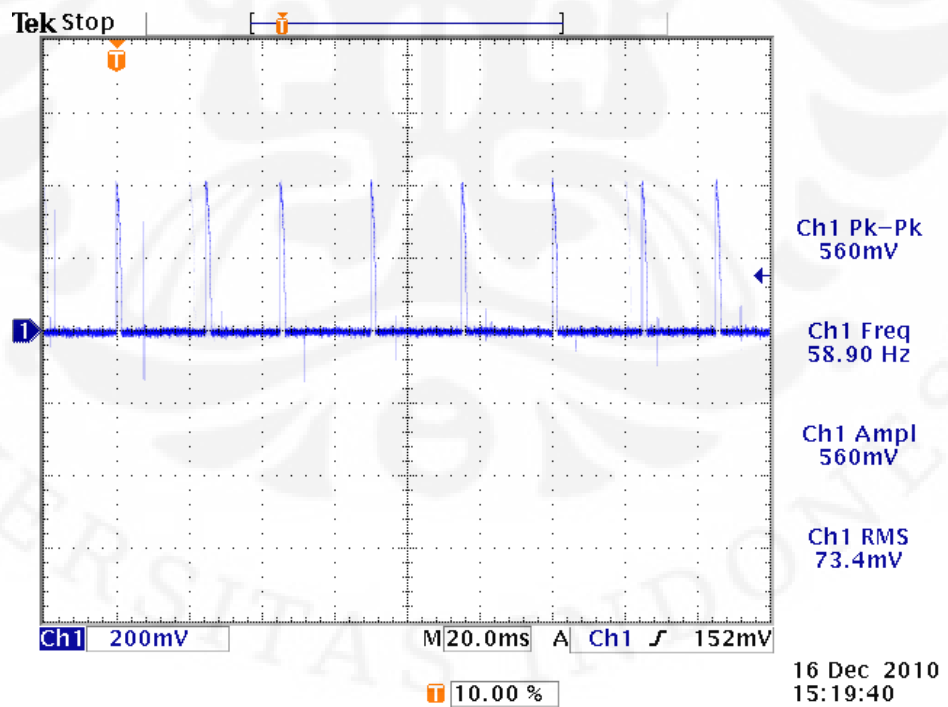
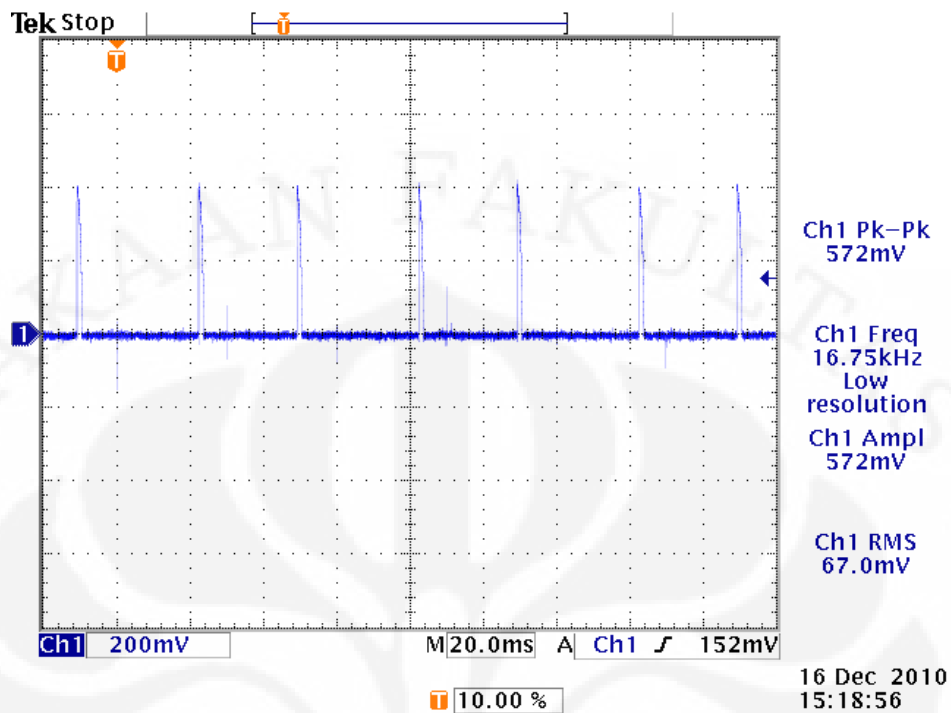
Tabel 4.3 Rangkaian pengujian trafo arus pada tegangan kerja 10 V

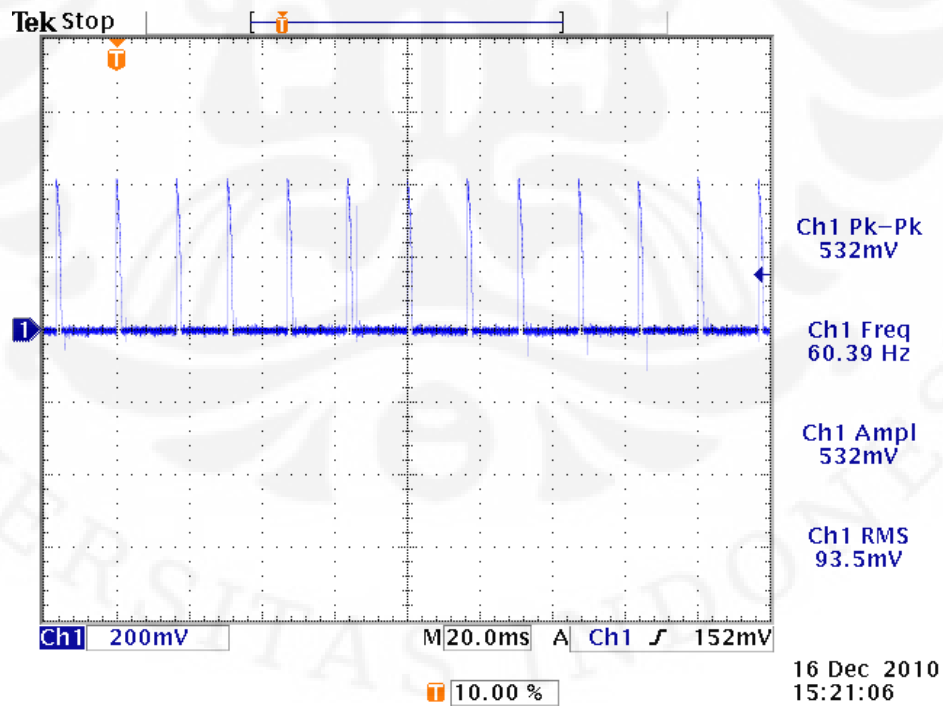
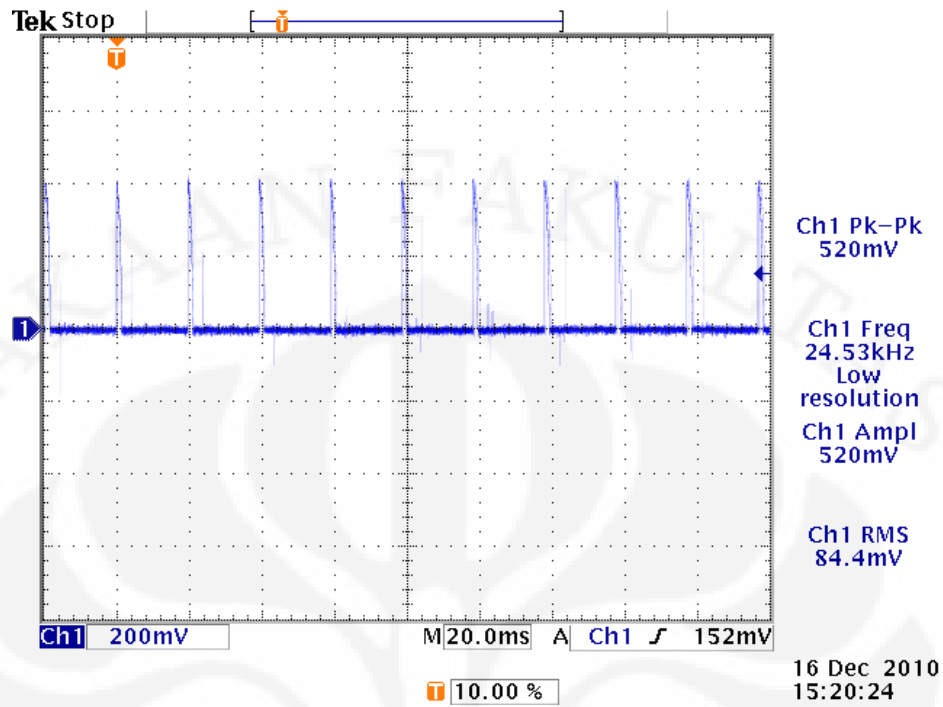
R beban ()	I (A)	F (Hz)	V Out (mV)	Keterangan
2.4	1.9	10	78.7	Tanpa Dioda
2.4	2.0	20	113	
2.4	1.9	20	56.1	Dengan diode seri dengan resistor
2.4	1.9	30	67	
2.4	1.8	40	73.4	

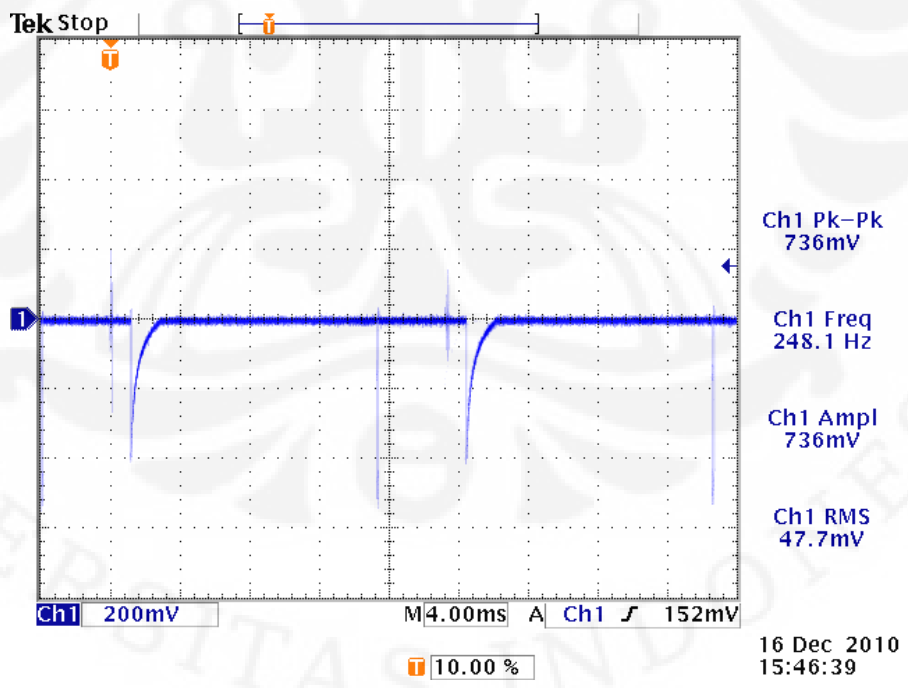
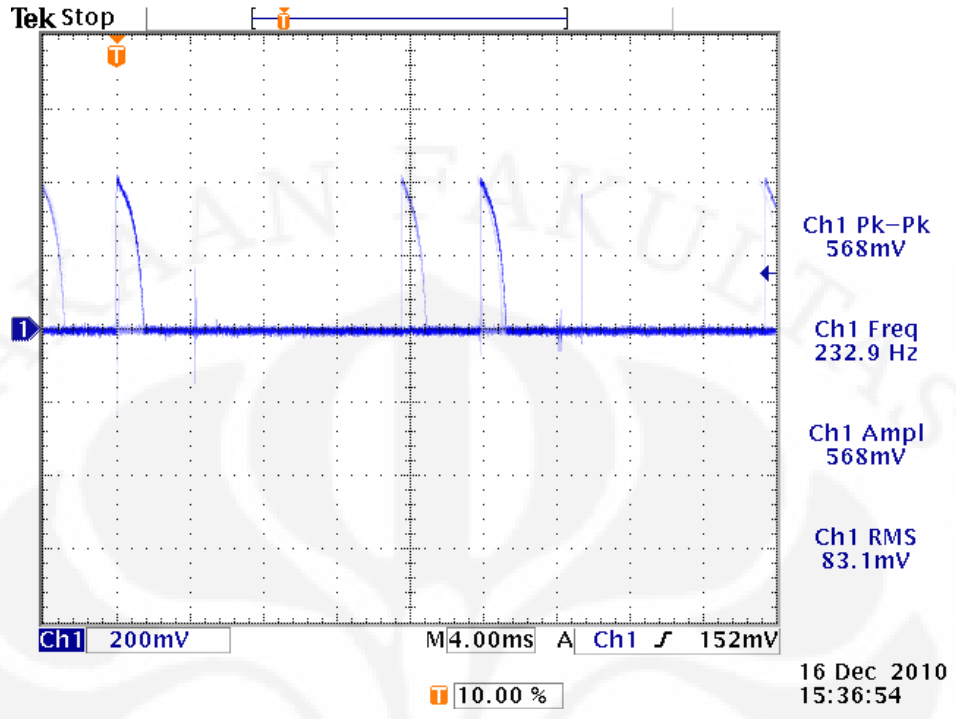
2.4	1.6	50	84.4	
2.4	1.3	60	93.5	
2.4	1.7	50	83.1	Dengan diode
2.4	1.3	60	99.7	dan kapasitor
2.4	0.9	70	101	
2.4	0.6	80	99.3	
2.4	1.6	50	47.7	Dioda terbalik
2.0	2.3	50	130	Resistor
1.6	2.9	50	156	dikecilkan

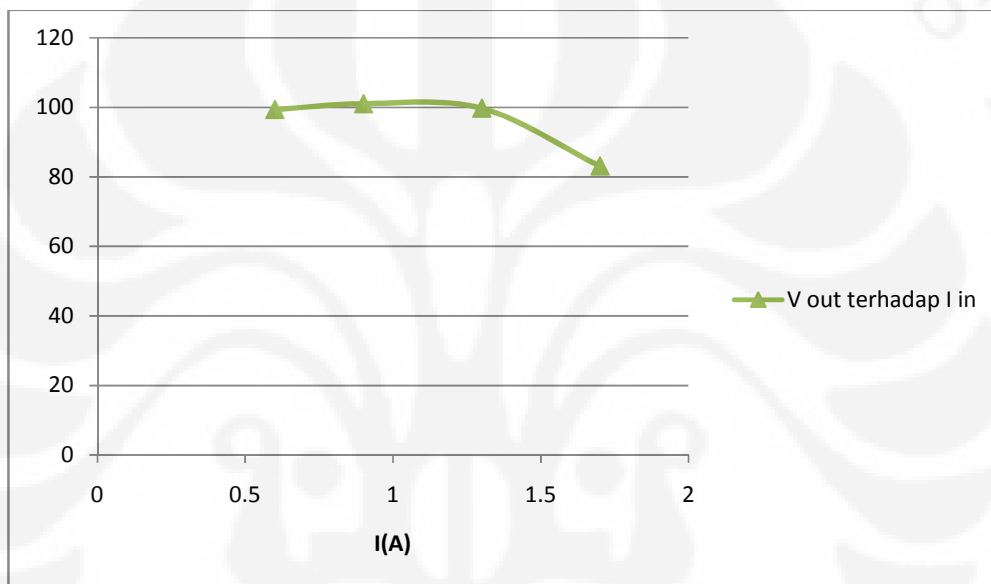












4.2.2 Pengukuran Belitan Induktor

Dalam melakukan pelilitan kawat pada inti ferit tipe toroid perlu diperhatikan beberapa hal berikut :

- Jarak antara kawat dengan kawat yang lain diusahakan sama agar induksi medan magnetiknya seimbang
- Kawat yang digunakan memiliki email atau selubung agar tidak terjadi konduksi
- Proses melilit kawat perlu diperhatikan agar tidak melukai email yang mengakibatkan terjadinya konduksi antar kawat ataupun dengan inti ferit.

Dengan memperhatikan beberapa poin diatas maka proses pelilitan dapat dilakukan dengan seksama. Seperti hasil dalam tabel 4.4, hasil pengukuran yang didapat lebih kecil, disamping itu juga karena nilainya yang memang cukup rendah dalam skala mH dan hasil belitan hanya 23 lilitan tidak mungkin dikurangi lagi karena nilainya akan lebih rendah dari yang ditargetkan. Alternatif inductor dibuat untuk membandingkan penggunaan ferit berbentuk toroida dan model C-C.

Tabel 4.4 Tabel Pengukuran Induktor pada frekuensi 1kHz

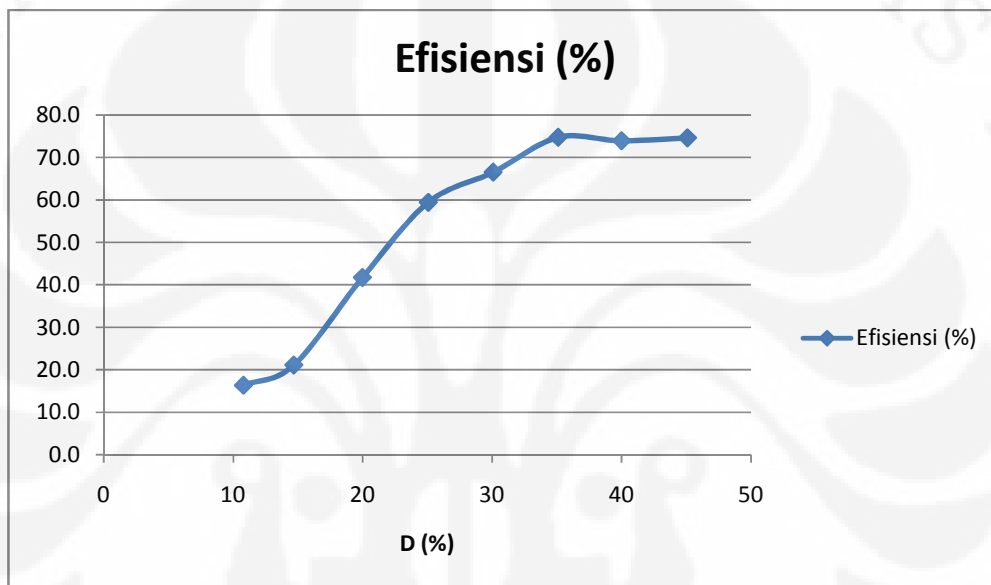
Induktor	Perencanaan (mH)	Pengukuran (mH)	Jumlah lilitan
Induktor 1	5.55	4.74	23
Induktor 2		4.96	23
Alternative induktor		0.684	60

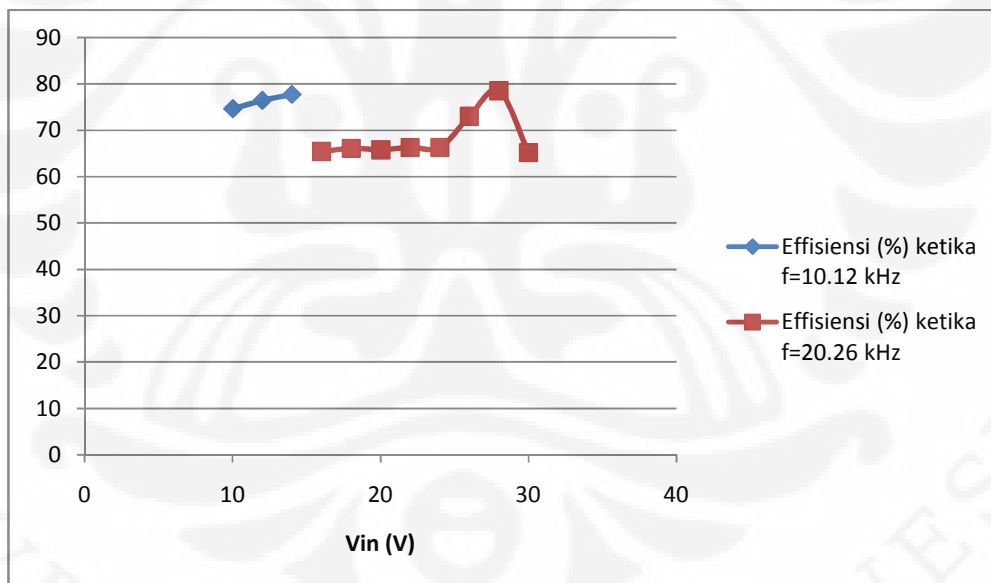
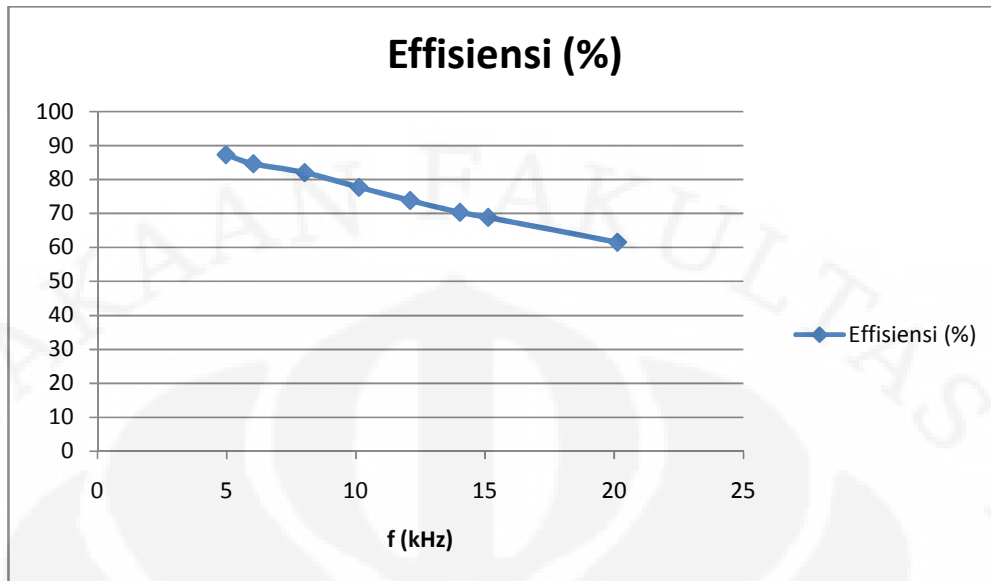


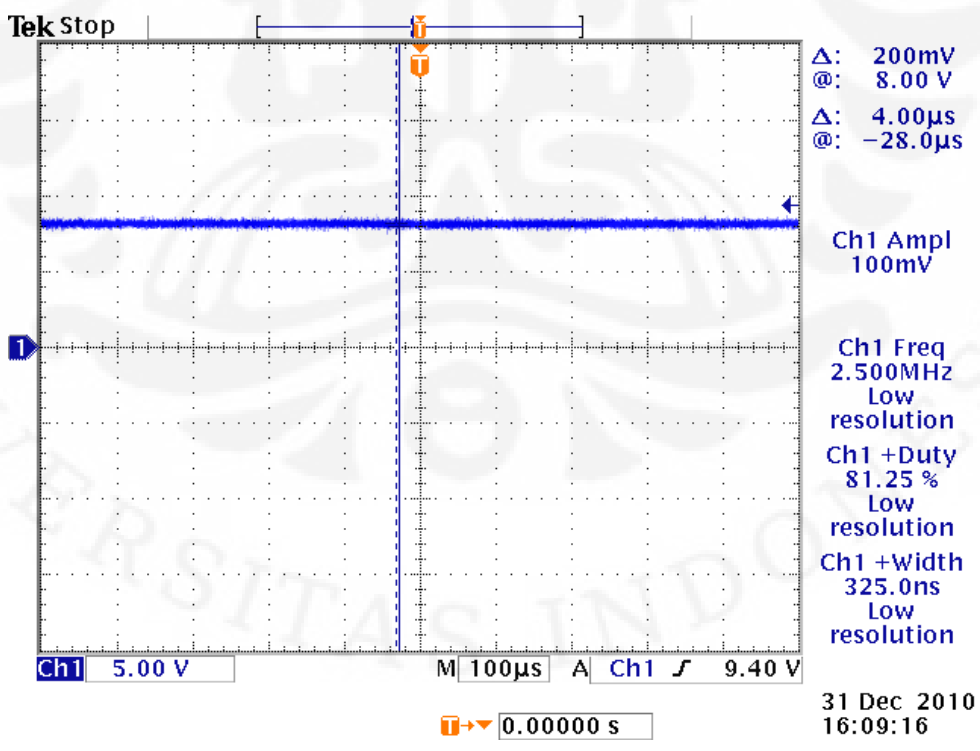
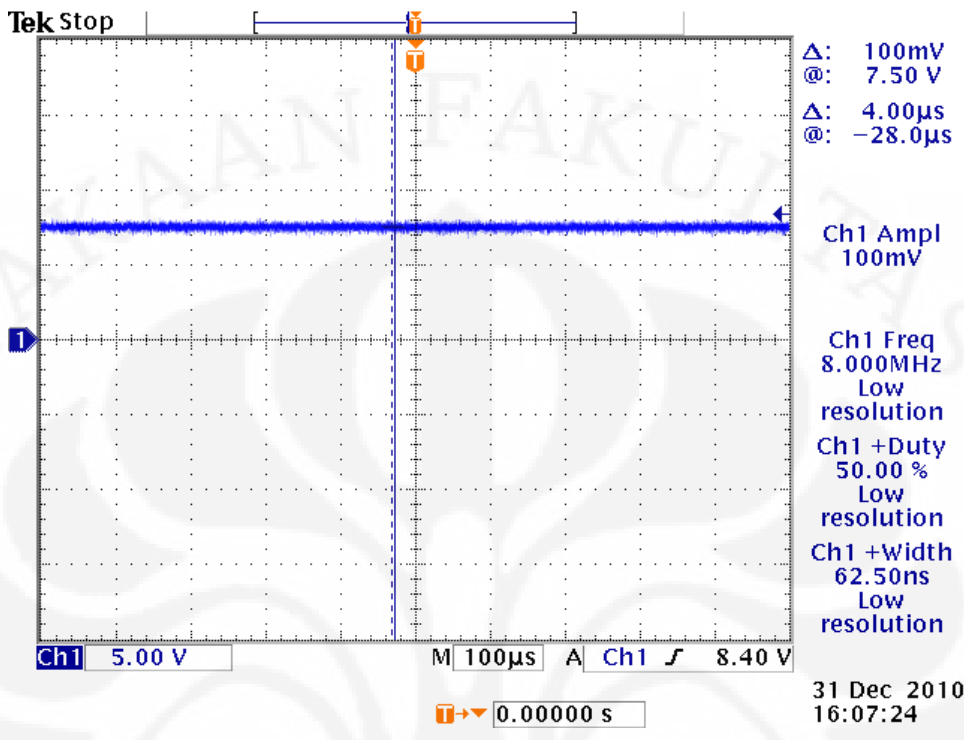
6. $F = 20.29 \text{ kHz}$; $D = 45.26 \%$; $16 < V_{in} < 30$

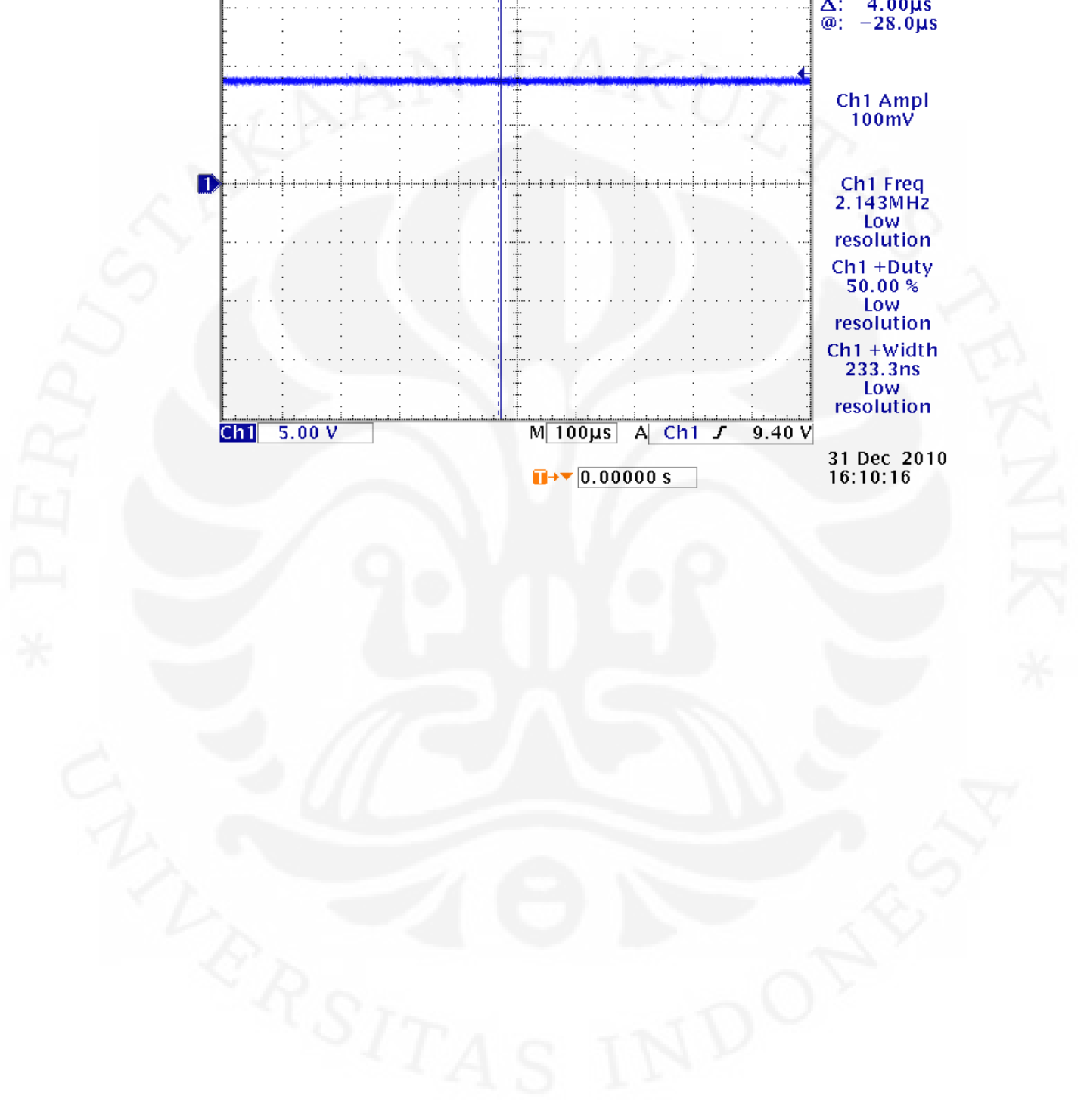
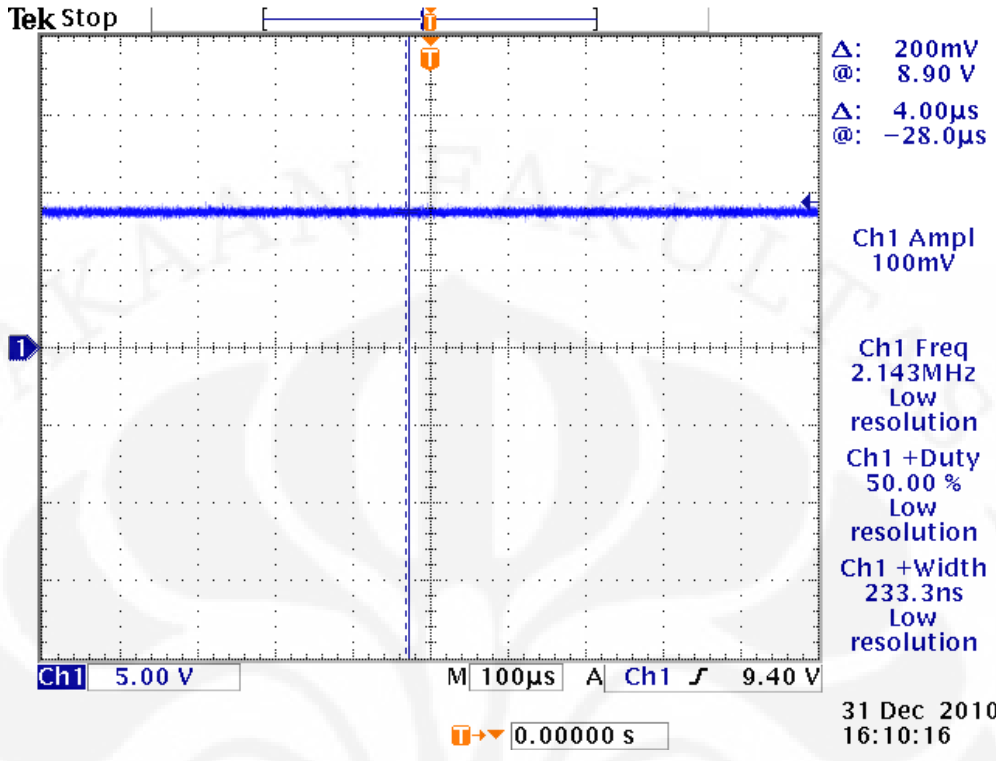
Tabel 4.5 Data uji coba Boost converter

No	V _{in} (Volt)	Freq (kHz)	Duty Cycle (%)	I input (A)	P in (W)	V _{out} (Volt)	I out (A)	P out (W)	(%)	M _{VDC}	Keterangan
1	7.61	10.12	10.79	2.35	17.8835	29.78	0.14	4.1692	23.3	3.91	Perubahan Vin
2	8.03	10.12	10.79	2.61	20.9583	31.04	0.15	4.656	22.2	3.87	
3	10.01	10.12	10.79	3.81	38.1381	36.65	0.17	6.2305	16.3	3.66	
4	12.01	10.12	10.79	5.15	61.8515	40.74	0.19	7.7406	12.5	3.39	
5	14.01	10.12	10.79	6.7	93.867	42.9	0.2	8.58	9.1	3.06	
6	10.02	10.12	14.68	3	30.06	37.25	0.17	6.3325	21.1	3.72	Perubahan Duty Cycle
7	10.03	10.12	19.98	1.46	14.6438	35.95	0.17	6.1115	41.7	3.58	
8	10.02	10.12	25.06	0.81	8.1162	32.15	0.15	4.8225	59.4	3.21	
9	10.02	10.12	30.08	0.55	5.511	28.17	0.13	3.6621	66.5	2.81	
10	10.02	10.12	35.09	0.4	4.008	24.95	0.12	2.994	74.7	2.49	
11	10.02	10.12	39.99	0.3	3.006	22.21	0.1	2.221	73.9	2.22	Perubahan Vin
12	10.02	10.12	45.08	0.24	2.4048	19.94	0.09	1.7946	74.6	1.99	
13	12.01	10.12	45.08	0.29	3.4829	24.19	0.11	2.6609	76.4	2.01	
14	14.01	10.12	45.08	0.34	4.7634	28.47	0.13	3.7011	77.7	2.03	
15	14.01	4.968	45.46	0.3	4.203	28.24	0.13	3.6712	87.3	2.02	
16	14.01	6.029	45.46	0.31	4.3431	28.25	0.13	3.6725	84.6	2.02	Perubahan freq
17	14.01	8.014	45.46	0.32	4.4832	28.29	0.13	3.6777	82.0	2.02	
18	14.01	12.1	45.46	0.36	5.0436	28.65	0.13	3.7245	73.8	2.04	
19	14.01	14.02	43.45	0.38	5.3238	28.79	0.13	3.7427	70.3	2.05	
20	14.01	15.12	43.45	0.39	5.4639	28.9	0.13	3.757	68.8	2.06	
21	14.01	20.12	41.27	0.48	6.7248	29.55	0.14	4.137	61.5	2.11	Perubahan Vin
22	13.98	20.09	45.25	7.4	103.452	16.53	0.1	1.653	1.6	1.18	
23	16	20.29	45.26	0.54	8.64	34.25	0.165	5.65125	65.4	2.14	
24	18.01	20.29	45.26	0.62	11.1662	38.82	0.19	7.3758	66.1	2.16	
25	20.01	20.29	45.26	0.69	13.8069	43.27	0.21	9.0867	65.8	2.16	
26	22	20.29	45.26	0.75	16.5	47.56	0.23	10.9388	66.3	2.16	R beban diganti 10 k dari 220
27	24	20.29	45.26	0.82	19.68	51.98	0.25	12.995	66.0	2.17	
28	26	20.29	45.26	0.04	1.04	75.94	0.01	0.7594	73.0	2.92	
29	28	20.29	45.26	0.04	1.12	87.97	0.01	0.8797	78.5	3.14	
30	30	20.29	45.26	0.05	1.5	97.87	0.01	0.9787	65.2	3.26	









Melalui persamaan 2.18, 2.19, 2.21, 2.22 dan 2.23 maka didapat total rugi-rugi adalah :

$$\begin{aligned}
 &= 2 \frac{Dr_{DS} P_O}{(1-D)^2 R_L} + 2fs \cdot C_o \cdot R_L P_O + 2 \left[\frac{V_F}{V_O} + \frac{R_F}{(1-D)^2 R_L} \right] P_O + 2 \frac{r_L P_O}{(1-D)^2 R_L} \\
 &\quad + \frac{Dr_C P_O}{(1-D) R_L} \\
 &= 2 \frac{0,02D \cdot 20}{(1-D)^2 \cdot 220} + 2fs \cdot 130 \times 10^{-12} \cdot 220 \cdot 20 + 2 \left| \frac{0,525}{V_O} + \frac{0,175}{(1-D)^2 \cdot 220} \right| 20 \\
 &\quad + 2 \frac{0,2 \cdot 20}{(1-D)^2 \cdot 220} + \frac{0,0711D \cdot 20}{(1-D) \cdot 220} \\
 &= 3,6 \times 10^{-3} \frac{D}{(1-D)^2} + 1,144 \times 10^{-6} fs + \frac{21}{V_O} + \frac{0,0678}{(1-D)^2} + 6,46 \times 10^{-3} \frac{D}{(1-D)}
 \end{aligned}$$

Dengan memasukkan D maksimum (46.06 %) pada persamaan maka didapat

$$\begin{aligned}
 &= \frac{1,658 \times 10^{-3}}{0,29095} + 1,144 \times 10^{-6} fs + \frac{21}{66,33} + 0,233 + 5,516 \times 10^{-3} \\
 &= 0,5608 + 1,144 \times 10^{-6} fs
 \end{aligned}$$

Dengan memasukkan frekuensi terendah (2,258 kHz) maka didapat rugi-rugi total

$$\begin{aligned}
 &= 0,5608 + 2,583 \times 10^{-3} \\
 &= 0,563383 \text{ W}
 \end{aligned}$$

Effisiensi maksimum adalah :

$$\begin{aligned}
 &= \frac{20}{20 + 0,563383} \times 100\% \\
 &= 97,26 \%
 \end{aligned}$$

4.2.4 Pengukuran Boost converter pada tegangan tinggi

Pengujian rangkaian ini dengan tegangan tinggi (100 – 250 VDC) belum dilakukan, karena keterbatasan alat seperti Variabel DC suplai yang mencakup hingga 250 V DC. Pengujian sempat dilakukan menggunakan rangkaian trafo dan

diode bridge dengan tegangan suplai keluaran 77 VDC, namun ketika menguji timbul suara ledakan pada kapasitor keluaran boost converter. Hal ini terjadi mungkin karena *overshoot* tegangan pada kapasitor keluaran lebih besar dari batas kemampuan kapasitornya.



BAB V

KESIMPULAN DAN SARAN

5.1 KESIMPULAN

Berdasarkan hasil pengujian dan analisa dapat disimpulkan bahwa:

1. Frekuensi kerja dari IC TL 494C dengan menggunakan potensio 10 K dan kapasitor 10 nF akan berkisar 2.258 hingga 58.36 kHz.
2. Duty Cycle dari pengendali PWM berkisar pada 0 – 46.06 % dengan perbedaan fasa antar keluaran PWM sebesar 180°.
3. Frekuensi semakin tinggi semakin akurat pembacaan trafo arus dalam fungsinya untuk mengumpan balik arus pada induktor guna pengendalian arus yang dikeluarkan oleh *boost* konverter.
4. Perancangan trafo arus dengan perbandingan lilitan 1 : 100 dan pada lilitan sekunder dipasang dioda, kapasitor 10 nF dan resistor 10 menghasilkan perbandingan arus induktor dengan tegangan keluaran sekunder trafo arus 100 : 1.
5. Pelilitan induktor menggunakan kawat email harus hati-hati agar lapisan email tidak terkelupas sehingga mengakibatkan induktansi menurun.
6. Pada penggunaan tegangan masukan rendah, cara meningkatkan efisiensi daya pada rangkaian *boost* konverter dapat dengan menurunkan frekuensi, menaikkan tegangan atau menaikkan duty cycle.
7. Pada penggunaan tegangan masukan rendah, menaikkan tegangan tidak terlalu menaikkan efisiensi secara significant.
8. Penggunaan dual-induktor yang memiliki perbedaan fasa 180° lebih baik dari pada hanya menggunakan 1 induktor saja.
9. Pada pengujian yang dilakukan Pout dari rangkaian tidak lebih dari 20 W, karena dummy load yang dipasang adalah resistor 220 / 20 W.
10. Pengujian yang dilakukan pada tegangan masukan rendah 0 – 30 VDC, sehingga hasil efisiensi belum dapat mewakili dari perancangan *boost* konverter ini.

11. Efisiensi maksimum yang dapat dihasilkan dengan memaksimalkan Duty Cycle hingga 46.06 % dan menurunkan frekuensi sampai 2.258 kHz maka didapat efisiensi 97.26 %

5.2 SARAN

Berdasarkan hasil pengujian, analisa dan kesimpulan disarankan agar:

1. Pengujian menggunakan tegangan tinggi perlu diperhatikan maksimum *overshoot* pada kapasitor *ripple*-nya
2. Sebaiknya pengujian rangkaian dapat menggunakan variasi beban sehingga dapat mencapai target 700 W atau maksimum dari rangkaian tersebut.
3. Variasi beban dapat berupa Lampu pijar, motor DC atau pemanas agar dapat melihat reaksi dari rangkaian ketika beban bertambah.

DAFTAR ACUAN

- [1] Kazimierczuk, Marian. (2008). *Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters*. Wright state University Dayton, Ohio, USA.
- [2] Ramirez, Hebertt S and Ortigoza, Ramon S. (2006). *Control Design Techniques in Power Electronics Devices*.
- [3] Ward, Steve. Boost Converter <http://www.stevhv.4hv.org/> Agustus 2005
- [4] Ananaba, Kemjika. *Design and Implementation of a Buck Converter*.

DAFTAR PUSTAKA

Kazimierczuk, Marian. (2008). *Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters*". Wright state University Dayton, Ohio, USA.

Ramirez, Hebertt S and Ortigoza, Ramon S. Control Design Techniques in Power Electronics Devices

Ward, Steve. Boost Converter <http://www.stevhv.4hv.org/>

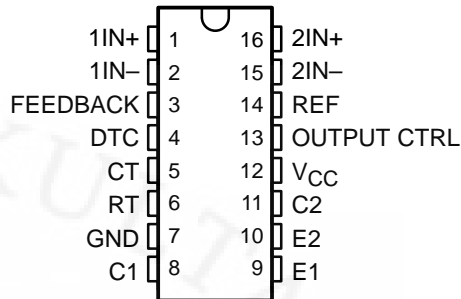
Ananaba, Kemjika. Design and Implementation of a Buck Converter

LAMPIRAN



- **Complete PWM Power-Control Circuitry**
- **Uncommitted Outputs for 200-mA Sink or Source Current**
- **Output Control Selects Single-Ended or Push-Pull Operation**
- **Internal Circuitry Prohibits Double Pulse at Either Output**
- **Variable Dead Time Provides Control Over Total Range**
- **Internal Regulator Provides a Stable 5-V Reference Supply With 5% Tolerance**
- **Circuit Architecture Allows Easy Synchronization**

**D, DB, N, NS, OR PW PACKAGE
 (TOP VIEW)**



description

The TL494 incorporates all the functions required in the construction of a pulse-width-modulation (PWM) control circuit on a single chip. Designed primarily for power-supply control, this device offers the flexibility to tailor the power-supply control circuitry to a specific application.

The TL494 contains two error amplifiers, an on-chip adjustable oscillator, a dead-time control (DTC) comparator, a pulse-steering control flip-flop, a 5-V, 5%-precision regulator, and output-control circuits.

The error amplifiers exhibit a common-mode voltage range from -0.3 V to $V_{CC} - 2\text{ V}$. The dead-time control comparator has a fixed offset that provides approximately 5% dead time. The on-chip oscillator can be bypassed by terminating RT to the reference output and providing a sawtooth input to CT, or it can drive the common circuits in synchronous multiple-rail power supplies.

The uncommitted output transistors provide either common-emitter or emitter-follower output capability. The TL494 provides for push-pull or single-ended output operation, which can be selected through the output-control function. The architecture of this device prohibits the possibility of either output being pulsed twice during push-pull operation.

The TL494C is characterized for operation from 0°C to 70°C . The TL494I is characterized for operation from -40°C to 85°C .

AVAILABLE OPTIONS

T _A	PACKAGED DEVICES				
	SMALL OUTLINE (D)	PLASTIC DIP (N)	SMALL OUTLINE (NS)	SHRINK SMALL OUTLINE (DB)	THIN SHRINK SMALL OUTLINE (PW)
0°C to 70°C	TL494CD	TL494CN	TL494CNS	TL494CDB	TL494CPW
-40°C to 85°C	TL494ID	TL494IN	—	—	—

The D, DB, NS, and PW packages are available taped and reeled. Add the suffix R to device type (e.g., TL494CDR).



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.



Rancang bangun Saut Parulian, FT UI, 2011
 POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75285

Copyright © 2002, Texas Instruments Incorporated

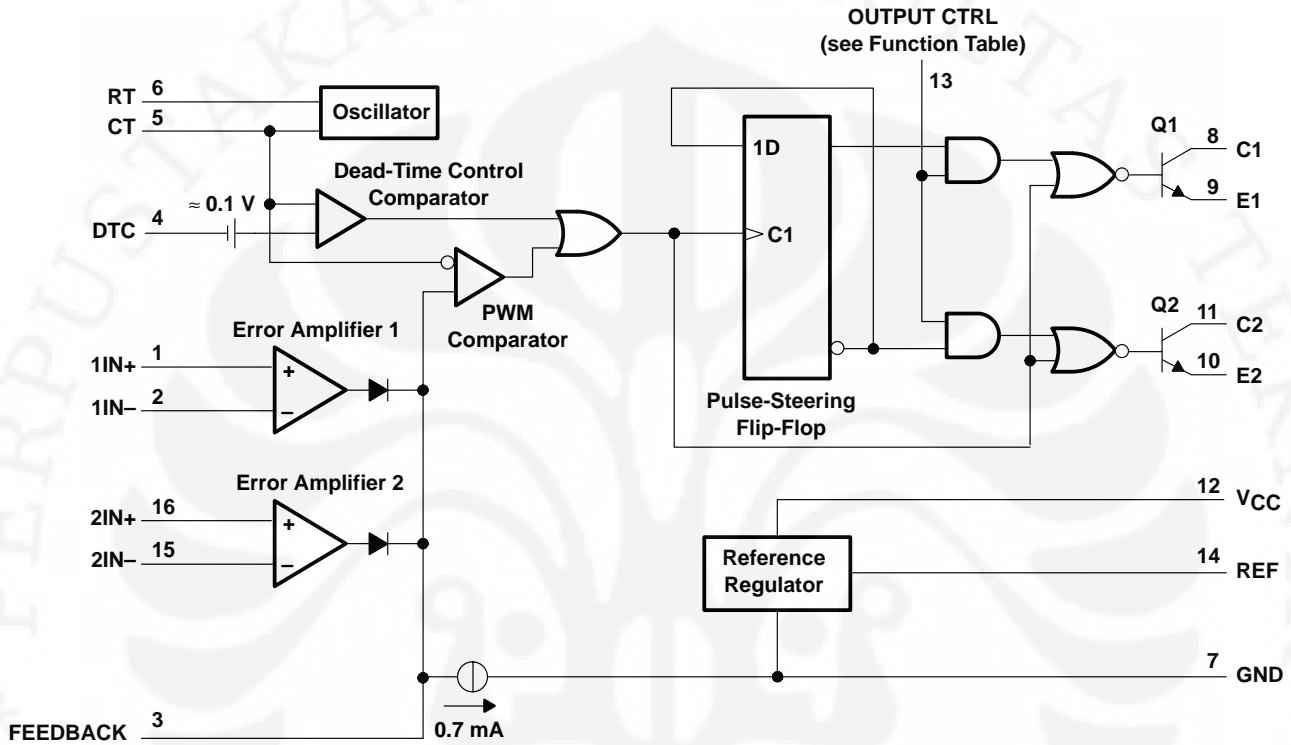
REGULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074D – JANUARY 1983 – REVISED MAY 2002

FUNCTION TABLE

INPUT TO OUTPUT CTRL	OUTPUT FUNCTION
$V_I = \text{GND}$	Single-ended or parallel output
$V_I = V_{\text{ref}}$	Normal push-pull operation

functional block diagram



absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)†

Supply voltage, V_{CC} (see Note 1)	41 V
Amplifier input voltage, V_I	$V_{CC} + 0.3$ V
Collector output voltage, V_O	41 V
Collector output current, I_O	250 mA
Package thermal impedance, θ_{JA} (see Note 2 and 3):	
D package	73°C/W
DB package	82°C/W
N package	67°C/W
NS package	64°C/W
PW package	108°C/W
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	260°C
Storage temperature range, T_{stg}	-65°C to 150°C

† Stresses beyond those listed under “absolute maximum ratings” may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under “recommended operating conditions” is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

- NOTES:
1. All voltage values are with respect to the network ground terminal.
 2. Maximum power dissipation is a function of $T_J(max)$, θ_{JA} , and T_A . The maximum allowable power dissipation at any allowable ambient temperature is $P_D = (T_J(max) - T_A)/\theta_{JA}$. Operating at the absolute maximum T_J of 150°C can affect reliability.
 3. The package thermal impedance is calculated in accordance with JESD 51-7.

recommended operating conditions

		MIN	MAX	UNIT	
V_{CC}	Supply voltage	7	40	V	
V_I	Amplifier input voltage	-0.3	$V_{CC}-2$	V	
V_O	Collector output voltage		40	V	
	Collector output current (each transistor)		200	mA	
	Current into feedback terminal		0.3	mA	
f_{osc}	Oscillator frequency	1	300	kHz	
C_T	Timing capacitor	0.47	10000	nF	
R_T	Timing resistor	1.8	500	k Ω	
T_A	Operating free-air temperature	TL494C	0	70	°C
		TL494I	-40	85	

REGULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074D – JANUARY 1983 – REVISED MAY 2002

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range, $V_{CC} = 15\text{ V}$, $f = 10\text{ kHz}$ (unless otherwise noted)

reference section

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	TL494C, TL494I			UNIT
		MIN	TYP‡	MAX	
Output voltage (REF)	$I_O = 1\text{ mA}$	4.75	5	5.25	V
Input regulation	$V_{CC} = 7\text{ V to } 40\text{ V}$		2	25	mV
Output regulation	$I_O = 1\text{ mA to } 10\text{ mA}$		1	15	mV
Output voltage change with temperature	$\Delta T_A = \text{MIN to MAX}$		2	10	mV/V
Short-circuit output current§	REF = 0 V		25		mA

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

‡ All typical values, except for parameter changes with temperature, are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

§ Duration of the short circuit should not exceed one second.

oscillator section, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$ (see Figure 1)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	TL494, TL494I			UNIT
		MIN	TYP‡	MAX	
Frequency			10		kHz
Standard deviation of frequency¶	All values of V_{CC} , C_T , R_T , and T_A constant		100		Hz/kHz
Frequency change with voltage	$V_{CC} = 7\text{ V to } 40\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		1		Hz/kHz
Frequency change with temperature#	$\Delta T_A = \text{MIN to MAX}$			10	Hz/kHz

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

‡ All typical values, except for parameter changes with temperature, are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

¶ Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula:

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (x_n - \bar{X})^2}{N - 1}}$$

Temperature coefficient of timing capacitor and timing resistor are not taken into account.

error-amplifier section (see Figure 2)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL494, TL494I			UNIT
		MIN	TYP‡	MAX	
Input offset voltage	$V_O (\text{FEEDBACK}) = 2.5\text{ V}$		2	10	mV
Input offset current	$V_O (\text{FEEDBACK}) = 2.5\text{ V}$		25	250	nA
Input bias current	$V_O (\text{FEEDBACK}) = 2.5\text{ V}$		0.2	1	μA
Common-mode input voltage range	$V_{CC} = 7\text{ V to } 40\text{ V}$	-0.3 to $V_{CC}-2$			V
Open-loop voltage amplification	$\Delta V_O = 3\text{ V}$, $R_L = 2\ \text{k}\Omega$, $V_O = 0.5\text{ V to } 3.5\text{ V}$	70	95		dB
Unity-gain bandwidth	$V_O = 0.5\text{ V to } 3.5\text{ V}$, $R_L = 2\ \text{k}\Omega$		800		kHz
Common-mode rejection ratio	$\Delta V_O = 40\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	65	80		dB
Output sink current (FEEDBACK)	$V_{ID} = -15\text{ mV to } -5\text{ V}$, $V (\text{FEEDBACK}) = 0.7\text{ V}$	0.3	0.7		mA
Output source current (FEEDBACK)	$V_{ID} = 15\text{ mV to } 5\text{ V}$, $V (\text{FEEDBACK}) = 3.5\text{ V}$	-2			mA

‡ All typical values, except for parameter changes with temperature, are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range, $V_{CC} = 15\text{ V}$, $f = 10\text{ kHz}$ (unless otherwise noted)

output section

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP†	MAX	UNIT
Collector off-state current	$V_{CE} = 40\text{ V}$, $V_{CC} = 40\text{ V}$		2	100	μA
Emitter off-state current	$V_{CC} = V_C = 40\text{ V}$, $V_E = 0$			-100	μA
Collector-emitter saturation voltage	Common emitter $V_E = 0$, $I_C = 200\text{ mA}$		1.1	1.3	V
	Emitter follower $V_O(C1\text{ or }C2) = 15\text{ V}$, $I_E = -200\text{ mA}$		1.5	2.5	
Output control input current	$V_I = V_{ref}$			3.5	mA

† All typical values except for temperature coefficient are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

dead-time control section (see Figure 1)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP†	MAX	UNIT
Input bias current (DEAD-TIME CTRL)	$V_I = 0\text{ to }5.25\text{ V}$		-2	-10	μA
Maximum duty cycle, each output	V_I (DEAD-TIME CTRL) = 0, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\text{ k}\Omega$		45%		
Input threshold voltage (DEAD-TIME CTRL)	Zero duty cycle		3	3.3	V
	Maximum duty cycle		0		

† All typical values except for temperature coefficient are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

PWM comparator section (see Figure 1)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP†	MAX	UNIT
Input threshold voltage (FEEDBACK)	Zero duty cycle		4	4.5	V
Input sink current (FEEDBACK)	V (FEEDBACK) = 0.7 V	0.3	0.7		mA

† All typical values except for temperature coefficient are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

total device

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP†	MAX	UNIT
Standby supply current	$R_T = V_{ref}$, All other inputs and outputs open	$V_{CC} = 15\text{ V}$	6	10	mA
		$V_{CC} = 40\text{ V}$	9	15	
Average supply current	V_I (DEAD-TIME CTRL) = 2 V, See Figure 1		7.5		mA

† All typical values except for temperature coefficient are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

switching characteristics, $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP†	MAX	UNIT
Rise time	Common-emitter configuration, See Figure 3		100	200	ns
Fall time			25	100	
Rise time	Emitter-follower configuration, See Figure 4		100	200	ns
Fall time			40	100	

† All typical values except for temperature coefficient are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

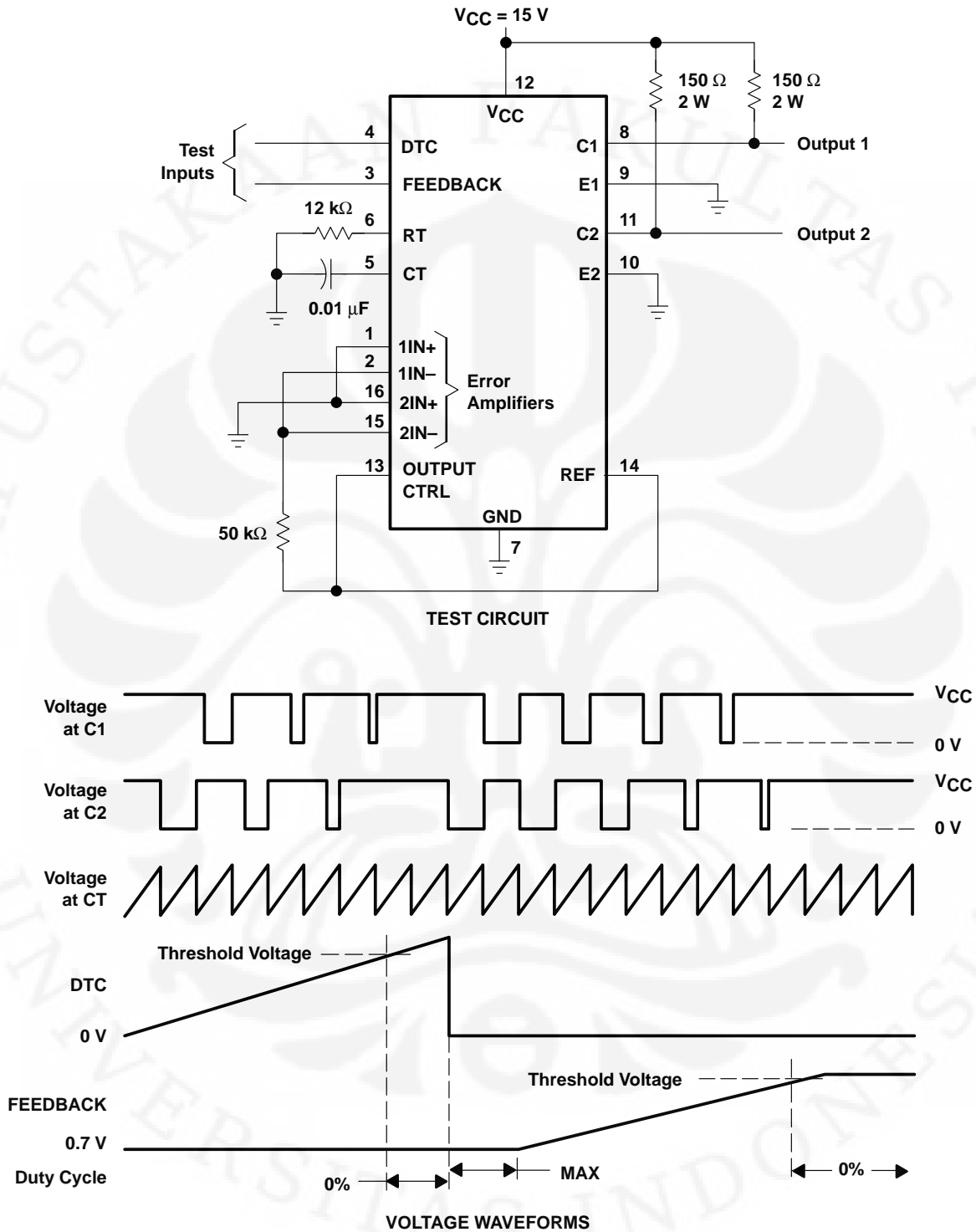


Figure 1. Operational Test Circuit and Waveforms

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

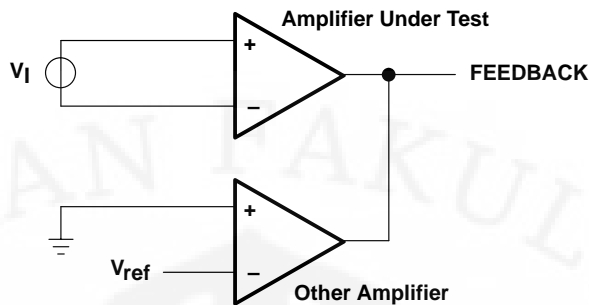
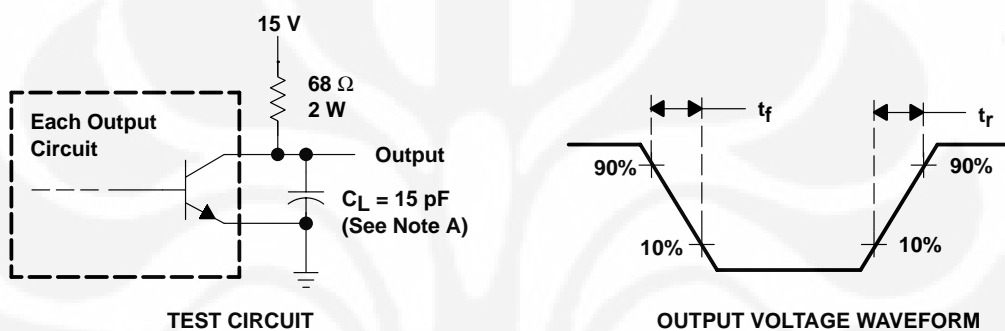
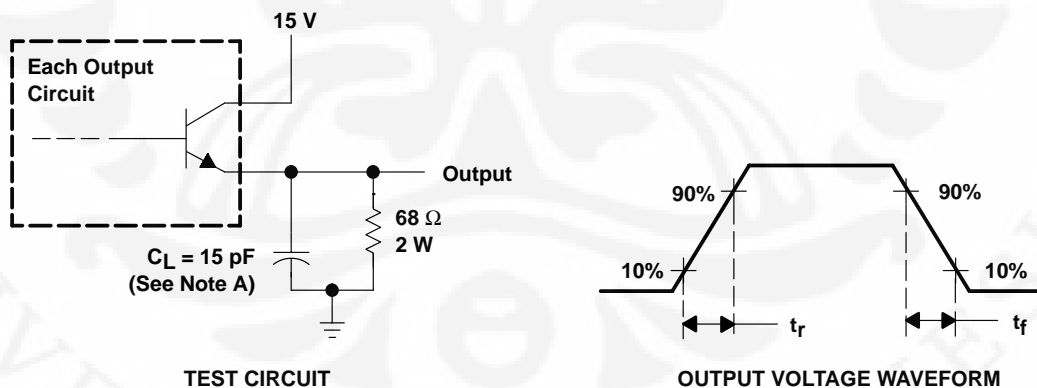


Figure 2. Amplifier Characteristics



NOTE A: C_L includes probe and jig capacitance.

Figure 3. Common-Emitter Configuration



NOTE A: C_L includes probe and jig capacitance.

Figure 4. Emitter-Follower Configuration

TYPICAL CHARACTERISTICS

**OSCILLATOR FREQUENCY AND
 FREQUENCY VARIATION†**

vs

TIMING RESISTANCE

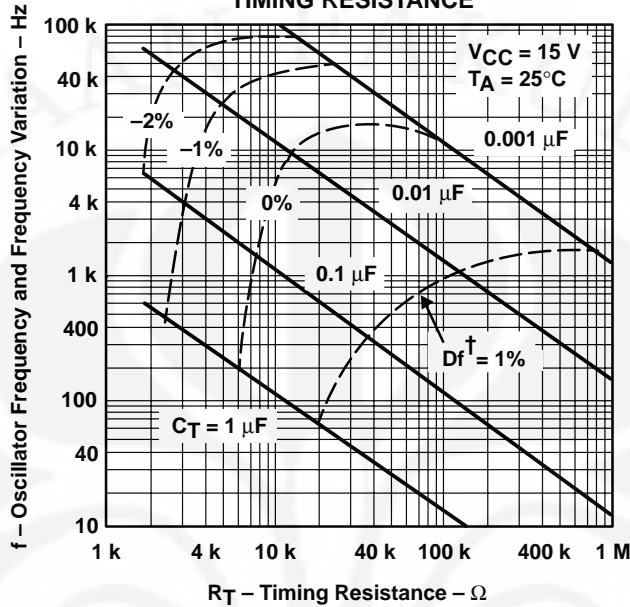


Figure 5

AMPLIFIER VOLTAGE AMPLIFICATION

vs

FREQUENCY

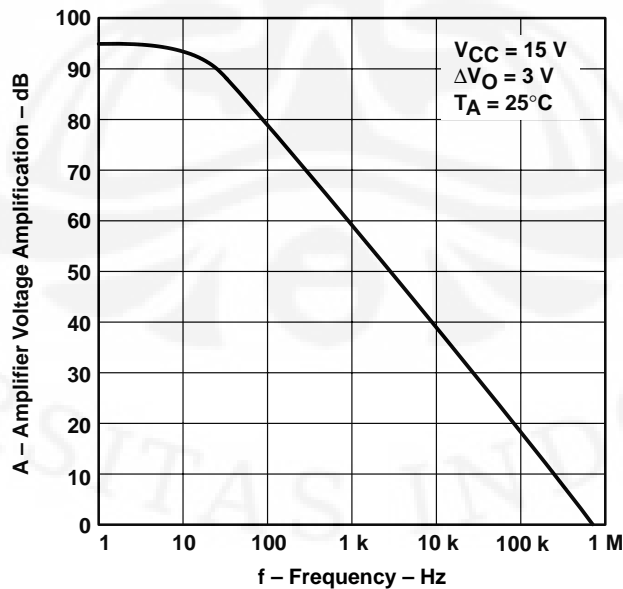


Figure 6

IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments Incorporated and its subsidiaries (TI) reserve the right to make corrections, modifications, enhancements, improvements, and other changes to its products and services at any time and to discontinue any product or service without notice. Customers should obtain the latest relevant information before placing orders and should verify that such information is current and complete. All products are sold subject to TI's terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgment.

TI warrants performance of its hardware products to the specifications applicable at the time of sale in accordance with TI's standard warranty. Testing and other quality control techniques are used to the extent TI deems necessary to support this warranty. Except where mandated by government requirements, testing of all parameters of each product is not necessarily performed.

TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. Customers are responsible for their products and applications using TI components. To minimize the risks associated with customer products and applications, customers should provide adequate design and operating safeguards.

TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any TI patent right, copyright, mask work right, or other TI intellectual property right relating to any combination, machine, or process in which TI products or services are used. Information published by TI regarding third-party products or services does not constitute a license from TI to use such products or services or a warranty or endorsement thereof. Use of such information may require a license from a third party under the patents or other intellectual property of the third party, or a license from TI under the patents or other intellectual property of TI.

Reproduction of information in TI data books or data sheets is permissible only if reproduction is without alteration and is accompanied by all associated warranties, conditions, limitations, and notices. Reproduction of this information with alteration is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for such altered documentation.

Resale of TI products or services with statements different from or beyond the parameters stated by TI for that product or service voids all express and any implied warranties for the associated TI product or service and is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for any such statements.

Mailing Address:

Texas Instruments
Post Office Box 655303
Dallas, Texas 75265

Copyright © 2002, Texas Instruments Incorporated

This datasheet has been download from:

www.datasheetcatalog.com

Datasheets for electronics components.





FGA25N120ANTD

1200V NPT Trench IGBT

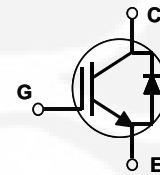
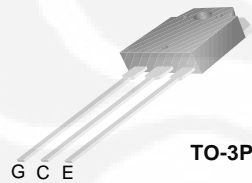
Features

- NPT Trench Technology, Positive temperature coefficient
- Low saturation voltage: $V_{CE(sat), typ} = 2.0V$
@ $I_C = 25A$ and $T_C = 25^\circ C$
- Low switching loss: $E_{off, typ} = 0.96mJ$
@ $I_C = 25A$ and $T_C = 25^\circ C$
- Extremely enhanced avalanche capability

Description

Using Fairchild's proprietary trench design and advanced NPT technology, the 1200V NPT IGBT offers superior conduction and switching performances, high avalanche ruggedness and easy parallel operation.

This device is well suited for the resonant or soft switching application such as induction heating, microwave oven, etc.



Absolute Maximum Ratings

Symbol	Description	FGA25N120ANTD	Units
V_{CES}	Collector-Emitter Voltage	1200	V
V_{GES}	Gate-Emitter Voltage	± 20	V
I_C	Collector Current	@ $T_C = 25^\circ C$	50
	Collector Current	@ $T_C = 100^\circ C$	25
I_{CM}	Pulsed Collector Current (Note 1)	75	A
I_F	Diode Continuous Forward Current	@ $T_C = 100^\circ C$	25
I_{FM}	Diode Maximum Forward Current	150	A
P_D	Maximum Power Dissipation	@ $T_C = 25^\circ C$	312
	Maximum Power Dissipation	@ $T_C = 100^\circ C$	125
T_J	Operating Junction Temperature	-55 to +150	$^\circ C$
T_{stg}	Storage Temperature Range	-55 to +150	$^\circ C$
T_L	Maximum Lead Temp. for soldering Purposes, 1/8" from case for 5 seconds	300	$^\circ C$

Thermal Characteristics

Symbol	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance, Junction-to-Case for IGBT	--	0.4	$^\circ C/W$
$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance, Junction-to-Case for Diode	--	2.0	$^\circ C/W$
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	--	40	$^\circ C/W$

Package Marking and Ordering Information

Device Marking	Device	Package	Reel Size	Tape Width	Quantity
FGA25N120ANTD	FGA25N120ANTD	TO-3P	--	--	30

Electrical Characteristics of the IGBT T_C = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Off Characteristics						
I _{CES}	Collector Cut-Off Current	V _{CE} = V _{CES} , V _{GE} = 0V	--	--	3	mA
I _{GES}	G-E Leakage Current	V _{GE} = V _{GES} , V _{CE} = 0V	--	--	± 250	nA
On Characteristics						
V _{GE(th)}	G-E Threshold Voltage	I _C = 25mA, V _{CE} = V _{GE}	3.5	5.5	7.5	V
V _{CE(sat)}	Collector to Emitter Saturation Voltage	I _C = 25A, V _{GE} = 15V	--	2.0	2.5	V
		I _C = 25A, V _{GE} = 15V, T _C = 125°C	--	2.15	--	V
		I _C = 50A, V _{GE} = 15V	--	2.65	--	V
Dynamic Characteristics						
C _{ies}	Input Capacitance	V _{CE} = 30V, V _{GE} = 0V, f = 1MHz	--	3700	--	pF
C _{oes}	Output Capacitance		--	130	--	pF
C _{res}	Reverse Transfer Capacitance		--	80	--	pF
Switching Characteristics						
t _{d(on)}	Turn-On Delay Time	V _{CC} = 600 V, I _C = 25A, R _G = 10Ω, V _{GE} = 15V, Inductive Load, T _C = 25°C	--	50	--	ns
t _r	Rise Time		--	60	90	ns
t _{d(off)}	Turn-Off Delay Time		--	190	--	ns
t _f	Fall Time		--	100	180	ns
E _{on}	Turn-On Switching Loss		--	4.1	6.2	mJ
E _{off}	Turn-Off Switching Loss		--	0.96	1.5	mJ
E _{ts}	Total Switching Loss		--	5.06	7.7	mJ
t _{d(on)}	Turn-On Delay Time	V _{CC} = 600 V, I _C = 25A, R _G = 10Ω, V _{GE} = 15V, Inductive Load, T _C = 125°C	--	50	--	ns
t _r	Rise Time		--	60	--	ns
t _{d(off)}	Turn-Off Delay Time		--	200	--	ns
t _f	Fall Time		--	154	--	ns
E _{on}	Turn-On Switching Loss		--	4.3	6.9	mJ
E _{off}	Turn-Off Switching Loss		--	1.5	2.4	mJ
E _{ts}	Total Switching Loss		--	5.8	9.3	mJ
Q _g	Total Gate Charge	V _{CE} = 600 V, I _C = 25A, V _{GE} = 15V	--	200	300	nC
Q _{ge}	Gate-Emitter Charge		--	15	23	nC
Q _{gc}	Gate-Collector Charge		--	100	150	nC

Notes:

(1) Repetitive rating: Pulse width limited by max. junction temperature

Electrical Characteristics of DIODE $T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units	
V_{FM}	Diode Forward Voltage	$I_F = 25\text{A}$	$T_C = 25^\circ\text{C}$	--	2.0	3.0	V
			$T_C = 125^\circ\text{C}$	--	2.1	--	
t_{rr}	Diode Reverse Recovery Time	$I_F = 25\text{A}$ $di/dt = 200 \text{ A}/\mu\text{s}$	$T_C = 25^\circ\text{C}$	--	235	350	ns
			$T_C = 125^\circ\text{C}$	--	300	--	
I_{rr}	Diode Peak Reverse Recovery Current		$T_C = 25^\circ\text{C}$	--	27	40	A
			$T_C = 125^\circ\text{C}$	--	31	--	
Q_{rr}	Diode Reverse Recovery Charge		$T_C = 25^\circ\text{C}$	--	3130	4700	nC
			$T_C = 125^\circ\text{C}$	--	4650	--	

Typical Performance Characteristics

Figure 1. Typical Output Characteristics

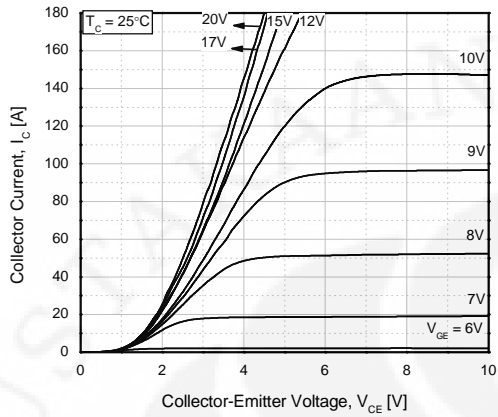


Figure 2. Typical Saturation Voltage Characteristics

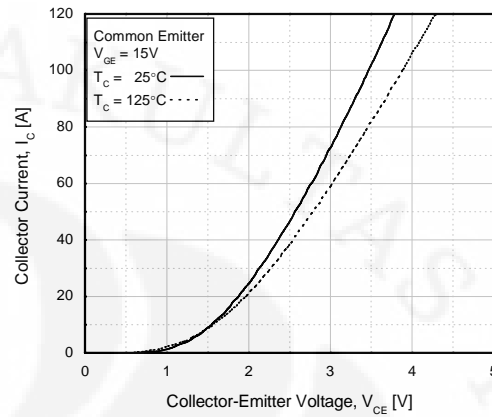


Figure 3. Saturation Voltage vs. Case Temperature at Variant Current Level

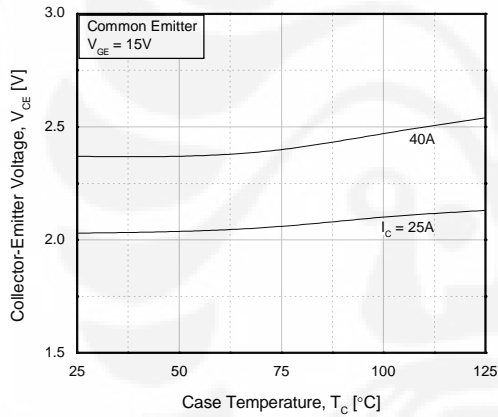


Figure 4. Saturation Voltage vs. V_GE

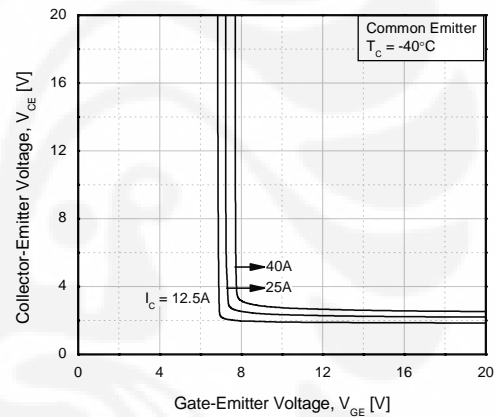


Figure 5. Saturation Voltage vs. V_GE

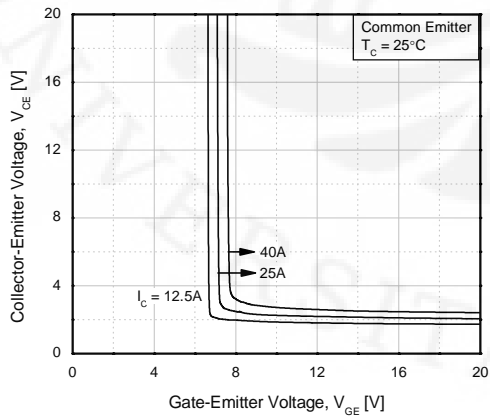
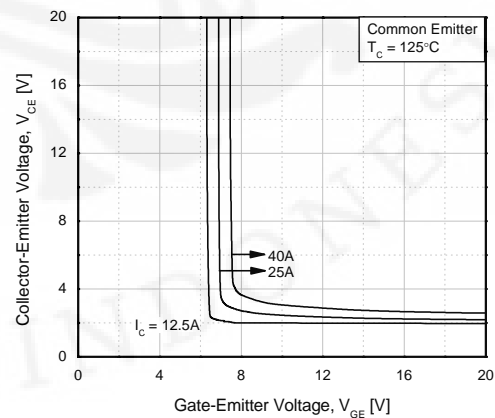


Figure 6. Saturation Voltage vs. V_GE



Typical Performance Characteristics (Continued)

Figure 7. Capacitance Characteristics

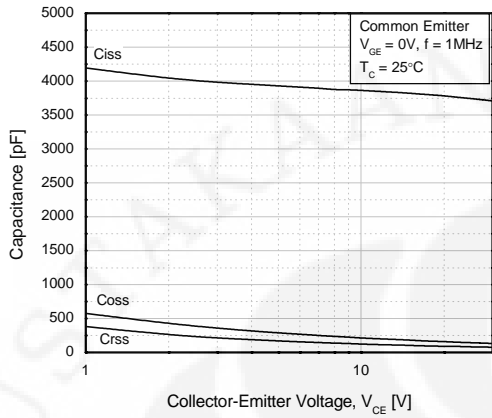


Figure 8. Turn-On Characteristics vs. Gate Resistance

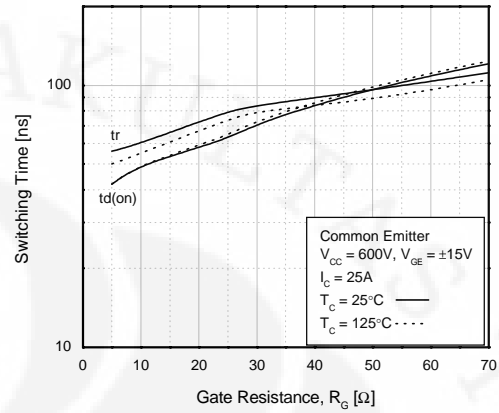


Figure 9. Turn-Off Characteristics vs. Gate Resistance

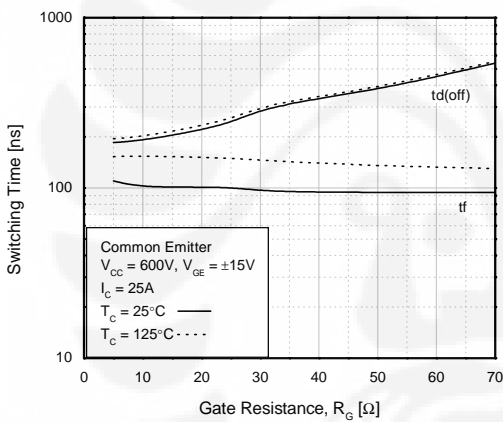


Figure 10. Switching Loss vs. Gate Resistance

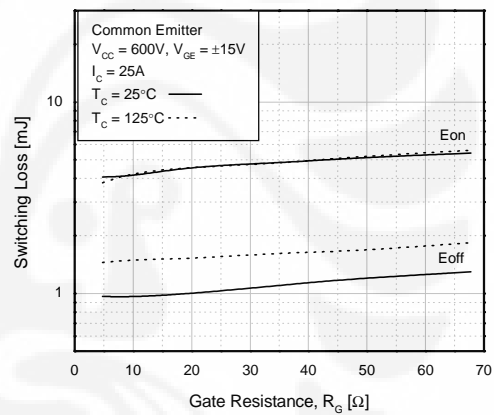


Figure 11. Turn-On Characteristics vs. Collector Current

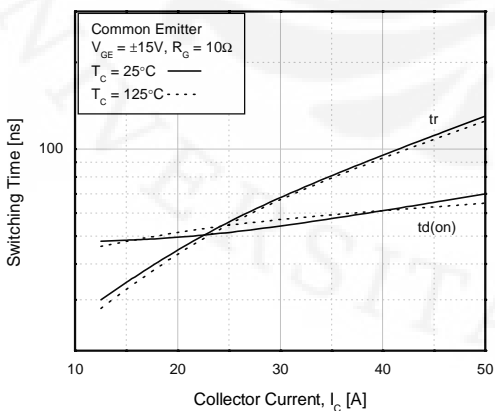
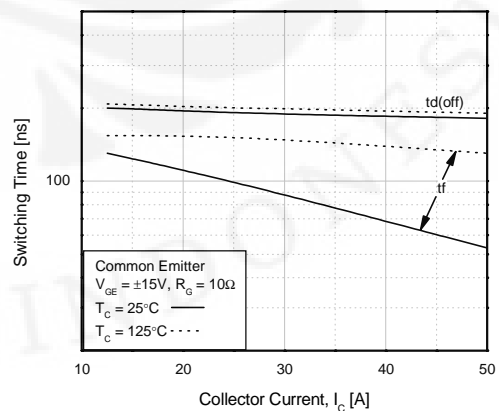


Figure 12. Turn-Off Characteristics vs. Collector Current



Typical Performance Characteristics (Continued)

Figure 13. Switching Loss vs. Collector Current

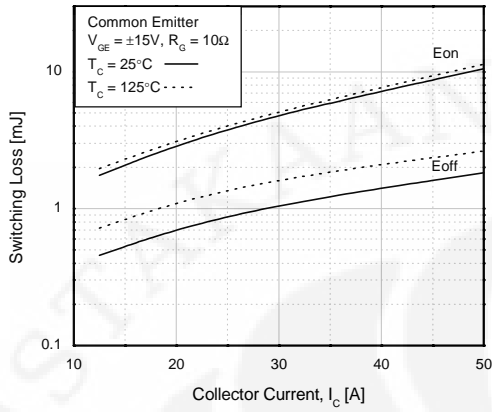


Figure 14. Gate Charge Characteristics

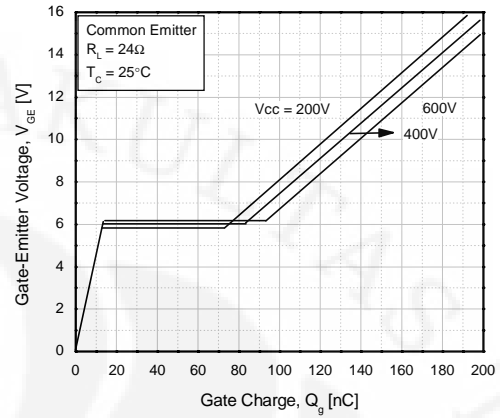


Figure 15. SOA Characteristics

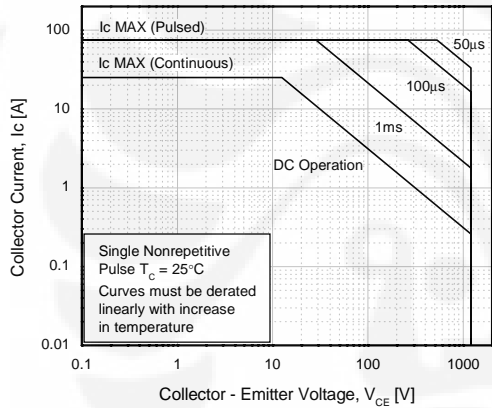


Figure 16. Turn-Off SOA

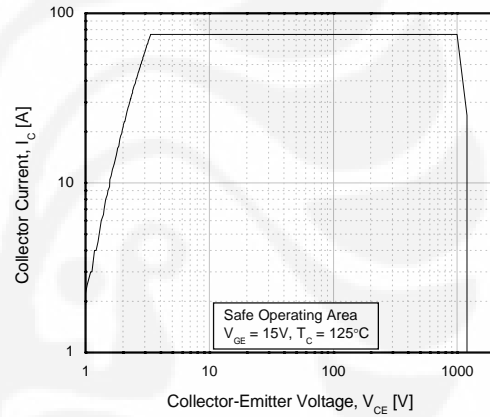
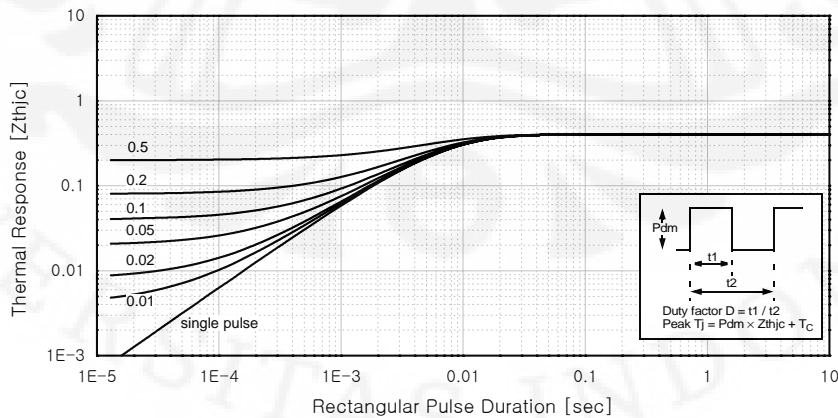


Figure 17. Transient Thermal Impedance of IGBT



Typical Performance Characteristics (Continued)

Figure 18. Forward Characteristics

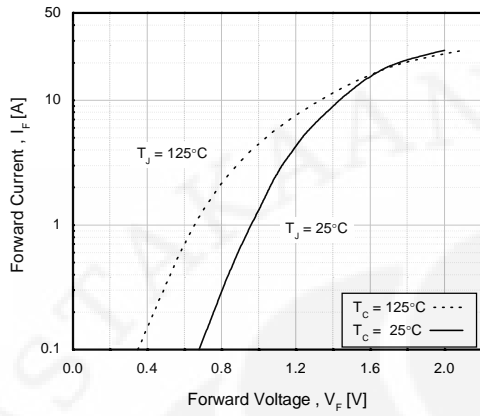


Figure 19. Reverse Recovery Current

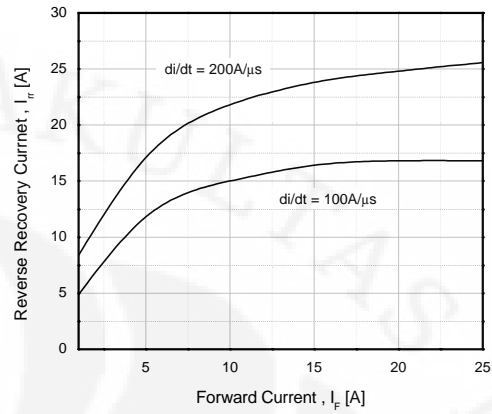


Figure 20. Stored Charge

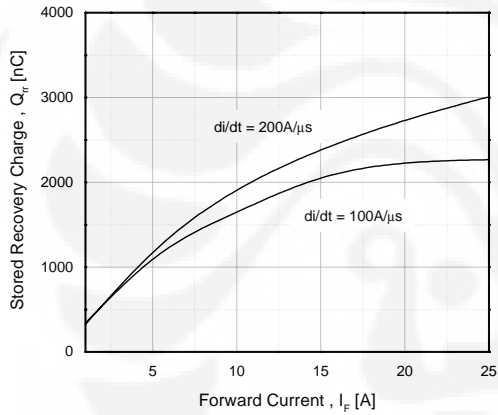
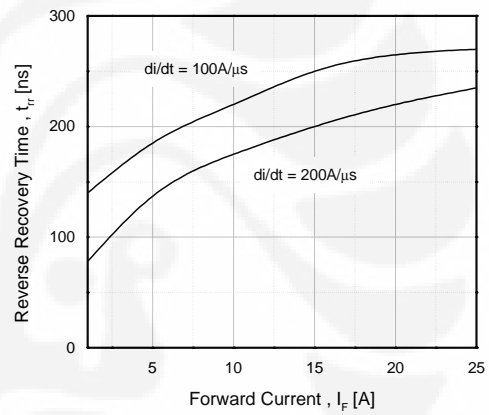
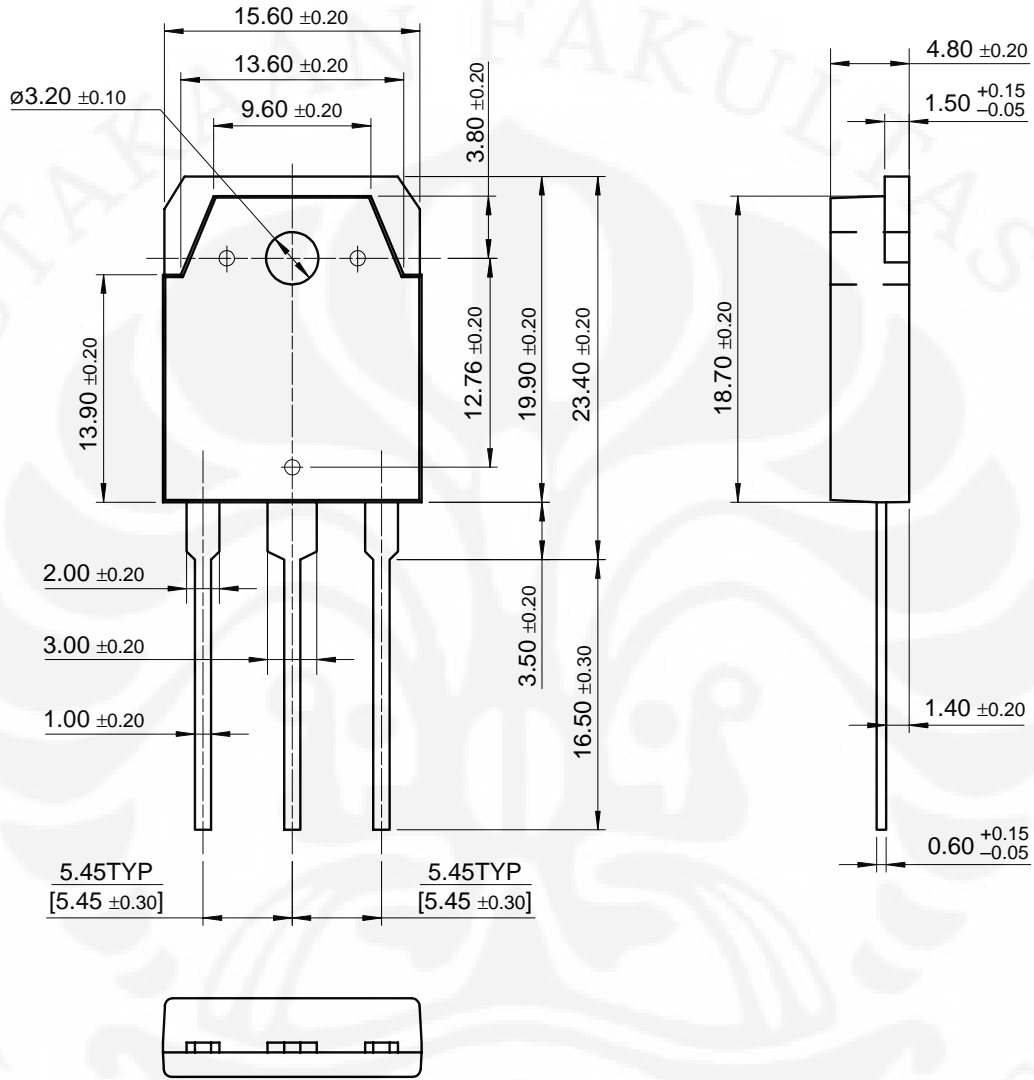


Figure 21. Reverse Recovery Time



Mechanical Dimensions

TO-3P



Dimensions in Millimeters

TRADEMARKS

The following are registered and unregistered trademarks Fairchild Semiconductor owns or is authorized to use and is not intended to be an exhaustive list of all such trademarks.

ACEx™	FAST®	ISOPLANAR™	PowerSaver™	SuperSOT™-8
ActiveArray™	FASTr™	LittleFET™	PowerTrench®	SyncFET™
Bottomless™	FPS™	MICROCOUPLER™	QFET®	TinyLogic®
Build it Now™	FRFET™	MicroFET™	QS™	TINYOPTO™
CoolFET™	GlobalOptoisolator™	MicroPak™	QT Optoelectronics™	TruTranslation™
CROSSVOLT™	GTO™	MICROWIRE™	Quiet Series™	UHC™
DOMETM	HiSeCTM	MSXTM	RapidConfigure™	UltraFET®
EcoSPARK™	I ² C™	MSXPro™	RapidConnect™	UniFET™
E ² CMOSTM	i-Lo™	OCXTM	µSerDes™	VCXTM
EnSigna™	ImpliedDisconnect™	OCXPro™	SILENT SWITCHER®	Wire™
FACT™	IntelliMAX™	OPTOLOGIC®	SMART START™	
FACT Quiet Series™		OPTOPLANAR™	SPM™	
Across the board. Around the world.™		PACMAN™	Stealth™	
The Power Franchise®		POPTM	SuperFET™	
Programmable Active Droop™		Power247™	SuperSOT™-3	
		PowerEdge™	SuperSOT™-6	

DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION.

As used herein:

- Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, or (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in significant injury to the user.
- A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

Definition of Terms

Datasheet Identification	Product Status	Definition
Advance Information	Formative or In Design	This datasheet contains the design specifications for product development. Specifications may change in any manner without notice.
Preliminary	First Production	This datasheet contains preliminary data, and supplementary data will be published at a later date. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
No Identification Needed	Full Production	This datasheet contains final specifications. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
Obsolete	Not In Production	This datasheet contains specifications on a product that has been discontinued by Fairchild semiconductor. The datasheet is printed for reference information only.

Rev. I16