



**UNIVERSITAS INDONESIA**

**RANCANG BANGUN FLYBACK REGULATOR UNTUK  
MENCATU SISTEM PENYAKLARAN IGBT PADA  
INVERTER**

**SKRIPSI**

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

**EDISON MARULITUA**

**0806365702**

**UNIVERSITAS INDONESIA  
FAKULTAS TEKNIK  
PROGRAM SARJANA EKSTENSI  
DEPOK  
JANUARI 2011**

## HALAMAN PERNYATAAN ORISINALITAS

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

telah saya nyatakan dengan benar

Nama : EDISON MARULITUA

NPM : 0806365702

Tanda Tangan :

Tanggal : 05 Januari 2011

## HALAMAN PENGESAHAN

Skripsi ini diajukan oleh :

Nama : Edison Marulitua

NPM : 0806365702

Program Studi : Teknik Elektro

Judul Skripsi : Rancang Bangun *Flyback Regulator* Untuk Mencatu Sistem  
Penyaklaran IGBT Pada *Inverter*

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 Gunawan MT.

Penguji : Ir. Aries Subiantoro M. SEE

Ditetapkan di : Depok

Tanggal : 05 Januari 2011

Three handwritten signatures are present, each followed by a dotted line for a name. The top signature is in black ink, the middle one is in black ink, and the bottom one is in blue ink.

## KATA PENGANTAR

Puji syukur saya panjatkan kepada Tuhan Yang Maha Esa, karena atas berkat dan rahmat-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 skripsi ini, sangatlah sulit bagi saya untuk menyelesaikan skripsi 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; dan
- (3) sahabat yang telah banyak membantu saya dalam menyelesaikan skripsi ini

Akhir kata, saya berharap Tuhan Yang Maha Esa berkenan membalas segala kebaikan semua pihak yang telah membantu. Semoga skripsi ini membawa manfaat bagi pengembangan ilmu.

Depok, Januari 2011

Edison Marulitua

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

---

---

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

Nama : Edison Marulitua

NPM : 0806365702

Program Studi : Teknik Elektro

Departemen : Teknik Elektro

Fakultas : Teknik

Jenis Karya : Skripsi

demi 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 *FLYBACK REGULATOR* UNTUK MENCATU SISTEM  
PENYAKLARAN IGBT PADA *INVERTER***

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 memublikasikan 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 : 05 Januari 2011

Yang menyatakan

(Edison Marulitua)

Edison Marulitua  
NPM : 0806365702

Dosen Pembimbing  
Dr. Ir. Feri Yusivar M.Eng

Departemen Teknik Elektro

**RANCANG BANGUN *FLYBACK REGULATOR* UNTUK MENCATU  
SISTEM PENYAKLARAN IGBT PADA *INVERTER***

**ABSTRAK**

Para pembuat IGBT sedang berusaha membuat piranti elektronik ini menjadi pilihan alternatif yang menarik untuk rentang yang luas di bidang elektronika daya, seperti halnya penggunaan IGBT sebagai kendali PWM berbasis mikrokontroler AT90PWM3 yang dirancang untuk sebuah perangkat *inverter* 3 fase dalam sistem pembangkit listrik tenaga surya, dimana pada IGBT tersebut membutuhkan catu daya (*power supply*) untuk mencatu penyaklaran dimana catu daya tersebut terpisah dari sistem yang digunakan.

Oleh karena itu diperlukan perancangan rangkaian yang dapat mengatur *power supply* yang digunakan sebagai pembangkit pencatuan saklar IGBT. Perancangan rangkaian yang akan dibahas, akan menghasilkan beberapa tegangan yang terpisah yang sesuai dengan kebutuhan tegangan yang akan digunakan pada sistem, termasuk untuk menyuplai IGBT tersebut, serta alat yang mendukung kinerja dari pencatuan IGBT. Dimana diharapkan tegangan keluaran yang dihasilkan memiliki tingkat kestabilan yang cukup. Maka dirancanglah *flyback regulator* untuk mencatu sistem penyaklaran IGBT pada *inverter*.

Kata Kunci : IGBT, *power supply*, *flyback*

Edison Marulitua  
NPM : 0806365702  
Electrical Engineering Department

The lecturer of consultant  
Dr. Ir. Feri Yusivar M.Eng

**DESIGN AND DEVELOPMENT OF FLYBACK REGULATOR FOR  
SUPPLYING IGBT SWITCHING SYSTEM ON INVERTER**

**ABSTRACT**

IGBT's makers are trying to make electronics device has become an attractive alternative choice for the range in the field of power electronics, as well as use as an IGBT – based PWM control of the AT90PWM3 that is designed for three phase inverter device in the system of solar power plants, where the IGBT requires power supply that is separate from the system used.

Therefore, it required the design of a circuit which can adjust the power supply is used as power rationing IGBT switches. The design of circuit that will be discussed, will generate the appropriate voltage multiple output voltage needs to be used on the system, including for the supply IGBT, as well as tools that support the performance of IGBT. Where the resulting output voltage is expected to have sufficient level of stability. Flyback regulator was designed to distribute the inverter IGBT switching system.

Key word : IGBT, power supply, flyback

## DAFTAR ISI

HALAMAN JUDUL.....	i
HALAMAN PERNYATAAN ORISINALITAS.....	ii
HALAMAN PENGESAHAN.....	iii
KATA PENGANTAR.....	iv
LEMBAR PERSETUJUAN PUBLIKASI KARYA ILMIAH.....	v
ABSTRAK.....	vi
ABSTRACT.....	vii
DAFTAR ISI.....	viii
DAFTAR GAMBAR.....	x
DAFTAR TABEL.....	xii
<b>BAB I PENDAHULUAN.....</b>	<b>1</b>
1.1 Latar Belakang.....	1
1.2 Tujuan Skripsi.....	2
1.3 Batasan Masalah.....	2
1.4 Sistematika Penulisan.....	3
<b>BAB II DASAR TEORI.....</b>	<b>4</b>
2.1 <i>Power Supply</i> .....	4
2.2 <i>Switching Converter</i> .....	4
2.3 <i>Flyback Regulator</i> .....	6

2.3.1	Analisa untuk <i>switch</i> tertutup.....	9
2.3.2	Analisa untuk <i>switch</i> terbuka.....	10
2.3.3	<i>Discontinuous-Current Mode In The Flyback Converter</i> .....	14
2.3.4	<i>Flyback Regulator Multiple Output</i> .....	16
2.4	Transformator .....	16
2.5	<i>Pulse Width Modulation (PWM)</i> .....	18
<b>BAB III PERANCANGAN SISTEM.....</b>		<b>20</b>
3.1	Deskripsi Sistem.....	20
3.2	Perancangan Rangkaian <i>Power</i> .....	22
3.3	Perancangan <i>Flyback Regulator</i> .....	24
3.3.1.	Deskripsi Kerja.....	26
3.4	Desain Transformer.....	27
<b>BAB IV DATA DAN ANALISA.....</b>		<b>33</b>
4.1	Pengujian Dan Analisa Rangkaian <i>Power</i> .....	33
4.2	Pengujian Dan Analisa IC UC3842.....	35
4.3	Pengujian Dan Analisa <i>Flyback Regulator</i> .....	37
<b>BAB V KESIMPULAN .....</b>		<b>43</b>
5.1	Kesimpulan.....	43
DAFTAR PUSTAKA.....		44
LAMPIRAN.....		45

## DAFTAR GAMBAR

Gambar 2.1 Rangkaian dasar <i>switching converter</i> .....	4
Gambar 2.2 Tegangan keluaran.....	5
Gambar 2.3 Rangkaian <i>flyback regulator</i> .....	6
Gambar 2.4 <i>Voltages and currents at the flyback regulator</i> .....	8
Gambar 2.5 <i>Duty ratio</i> .....	9
Gambar 2.6 (a) <i>Flyback Converter</i> . (b) <i>Equivalent circuit using a transformer model which includes the magnetizing inductance</i> . (c) <i>Circuit for switch</i> . (d) <i>Circuit for switch off</i> .....	10
Gambar 2.7 <i>Flyback converter current and voltage waveforms</i> .....	13
Gambar 2.8 <i>Discontinuous current for the flyback converter</i> .....	15
Gambar 2.9 <i>Typical Multiple-Output Flyback</i> .....	16
Gambar 2.10 Teori Transformator.....	17
Gambar 2.11 Prinsip Dasar PWM.....	19
Gambar 2.12 Perbandingan besarnya <i>duty cycle</i> pada PWM.....	19
Gambar 3.1 Diagram blok <i>flyback regulator</i> .....	20
Gambar 3.2 Rangkaian <i>inverter 3 fasa</i> .....	21
Gambar 3.3 Rangkaian kontrol IGBT pada <i>inverter</i> .....	21
Gambar 3.4 Rangkaian <i>Power Vcc</i> .....	22
Gambar 3.5 Rangkaian dengan sumber <i>Vcc</i> untuk IC dari lilitan tambahan .....	23

Gambar 3.5 Rangkaian <i>flyback regulator</i> dgn 6 <i>output</i> .....	25
Gambar 3.6 Rangkaian dalam IC UC3842.....	27
Gambar 3.7 Trafo secara umum.....	27
Gambar 3.8 Cara menggulung trafo.....	32
Gambar 4.1 Tegangan <i>input</i> AC dengan perbesaran <i>probe</i> 10 x.....	34
Gambar 4.2 Tegangan <i>input</i> DC dengan perbesaran 10 x.....	34
Gambar 4.3 Rangkaian pengujian <i>power</i> dengan lampu.....	34
Gambar 4.4 Tegangan DC <i>Output</i> setelah diberi beban lampu.....	35
Gambar 4.5 Rangkaian pengujian IC UC3842.....	36
Gambar 4.6 Tegangan <i>Vref</i> (Test IC).....	36
Gambar 4.7 Sinyal <i>oscillator</i> (Test IC).....	37
Gambar 4.8 Sinyal <i>output</i> PWM (Test IC).....	37
Gambar 4.9 Tegangan <i>Vfeedback</i> .....	38
Gambar 4.10 Sinyal <i>Oscillator</i> .....	38
Gambar 4.11 Sinyal <i>Output</i> .....	39
Gambar 4.12 Tegangan <i>Vcc</i> .....	39
Gambar 4.13 Tegangan <i>V ref</i> .....	39
Gambar 4.14 Tegangan <i>output</i> tanpa beban (a) <i>Vout</i> 1 (b) <i>Vout</i> 2 (c) <i>Vout</i> 3 (d) <i>Vout</i> 4.....	40
Gambar 4.15 Tegangan <i>output</i> beban R 100 ohm (a) <i>Vout</i> 1 (b) <i>Vout</i> 2 (c) <i>Vout</i> 3 (d) <i>Vout</i> 4.....	41
Gambar 4.16 Tegangan <i>output</i> beban lampu DC (a) <i>Vout</i> 1 (b) <i>Vout</i> 2 (c) <i>Vout</i> 3 (d) <i>Vout</i> 4.....	42

## DAFTAR TABEL

Tabel 3.1 Garis tebal kawat terhadap kemampuan hantar arus.....	31
Tabel 4.1 Pengujian Rangkaian <i>Power</i> – <i>Vcc</i> .....	35
Tabel 4.2 Pengujian IC UC3842.....	36
Tabel 4.3 Hasil pengujian pada rangkaian <i>flyback regulator</i> .....	38
Tabel 4.4 Hasil output rangkaian <i>flyback regulator</i> tanpa beban.....	40
Tabel 4.5 Hasil output rangkaian <i>flyback regulator</i> dengan beban R 100 ohm.....	41
Tabel 4.6 Hasil <i>output</i> rangkaian <i>flyback regulator</i> dengan beban lampu DC 12V.....	42

## BAB I

### PENDAHULUAN

#### 1.1 Latar Belakang

Pada beberapa tahun yang lalu, piranti penyalut daya (*switching device*) memang didominasi oleh transistor dan SCR, namun sulit untuk dikendalikan dan bekerja relatif lambat. Kondisi ini mendorong untuk menemukan piranti penyalut yang memiliki kemampuan lebih baik. Sebagai hasilnya, munculah piranti IGBT. IGBT yang muncul sebagai pesaing bagi *Power MOSFET* konvensional yang beroperasi pada tegangan tinggi dan rugi konduksi yang rendah.

IGBT dapat bekerja seperti halnya MOSFET, dan juga mempunyai kemampuan yang setara dengan transistor daya bipolar, baik yang bekerja pada tegangan menengah maupun tegangan tinggi. Para pembuat IGBT memang sedang berusaha untuk membuat piranti elektronik ini menjadi pilihan alternatif yang menarik untuk rentang yang luas di bidang elektronika daya, seperti halnya penggunaan IGBT sebagai kendali PWM berbasis mikrokontroler AVR AT90PWM3 yang dirancang untuk sebuah perangkat *inverter* 3 fase dalam sistem pembangkit listrik tenaga surya, dimana pada IGBT tersebut membutuhkan catu daya (*power supply*) untuk mencatu penyalut dimana catu daya tersebut terpisah dari sistem yang digunakan.

IGBT ini sebelumnya hanya digunakan pada sirkuit listrik yang besar untuk keperluan industri, sekarang semakin banyak digunakan dalam produk umum. Hal ini terutama berlaku di arena elektronik rumah tangga di mana motor ukuran menengah digunakan, dan di mana berkualitas tinggi dan tinggi efisiensi konsumsi daya yang dibutuhkan. Fitur IGBTs membuatnya ideal untuk pasar ini, karena IGBTs *Fairchild* Semikonduktor unggul dalam banyak aspek.

Hal ini memungkinkan desain dengan kecepatan IGBT *switching* cepat dan tanpa membutuhkan alat pendingin yang terpisah. Tegangan saturasi rendah

mengurangi rugi konduksi, mengakibatkan pengurangan daya yang hilang secara keseluruhan. Selain itu, sebuah sirkuit pendek IGBT rate dapat digunakan dengan mudah dalam berbagai aplikasi rangkaian karena dapat menahan setidaknya 10 [ $\mu\text{sec}$ ] di bawah situasi apapun sirkuit pendek. Aplikasi catatan ini menjelaskan teknologi untuk menghasilkan *inverter* kapasitas kecil menggunakan fitur-fitur unggul dari IGBT *Fairchild*.

Oleh karena itu diperlukan perancangan rangkaian yang dapat mengatur *power supply* yang digunakan sebagai pembangkit pencatuan saklar IGBT. Perancangan rangkaian yang akan dibahas, akan menghasilkan tegangan yang sesuai dengan kebutuhan tegangan yang akan digunakan pada sistem, termasuk untuk mencatu IGBT tersebut serta alat yang mendukung kinerja dari pencatuan IGBT. Dimana diharapkan tegangan keluaran yang dihasilkan memiliki tingkat kestabilan yang cukup.

## 1.2 Tujuan Skripsi

Merancang *flyback regulator* yang menghasilkan 6 keluaran tegangan bersifat *floating* 15 VDC di setiap keluaran tegangannya, yang akan digunakan untuk mencatu tegangan terhadap IGBT pada rangkaian *inverter* pada sistem sel surya.

## 1.3 Batasan Masalah

Batasan masalah dari skripsi ini adalah:

1. Membahas perancangan *flyback regulator* untuk mencatu tegangan terhadap IGBT pada rangkaian *inverter* pada sistem sel surya.
2. Masing – masing saklar IGBT yang diberikan suplai diharapkan mendapatkan tegangan yang *floating* agar masing – masing *ground* dari tiap *driver* IGBT tidak terhubung.

#### 1.4 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, pembatasan masalah, dan sistematika penulisan. Bab dua teori dasar, pada bab ini berisi tentang dasar – dasar konsep prinsip *flyback regulator*. Bab tiga perancangan dan cara kerja sistem, merupakan penjelasan perancangan sistem serta prinsip kerja *flyback regulator*. Bab empat analisa, merupakan penjelasan hasil data percobaan dan analisa rangkaian *flyback regulator* untuk mencatu sistem pensaklaran IGBT pada rangkaian *inverter* pada sistem sel surya. Bab lima kesimpulan, berisikan beberapa kesimpulan dari hasil rancang bangun dan analisa.

## BAB II

### DASAR TEORI

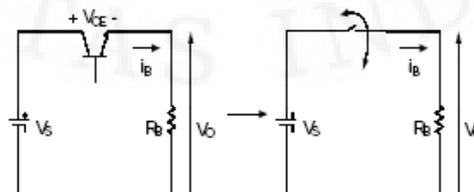
#### 2.1 Sumber Daya (*Power Supply*)

*Power supply* adalah sumber daya listrik yang mencatu tegangan ke satu beban listrik atau lebih. Perangkat atau sistem yang memasok listrik atau jenis energi ke *output* beban atau kelompok beban disebut *power supply unit* atau PSU. Perangkat elektronika mestinya dicatu oleh suplai arus searah DC (*direct current*) yang stabil agar dapat bekerja dengan baik. Baterai adalah sumber catu daya DC yang paling baik. Namun untuk aplikasi yang membutuhkan catu daya lebih besar, sumber dari baterai tidak cukup dikarenakan kecilnya daya yang dihasilkan dari baterai dan dapat habis. Sumber catu daya yang besar adalah sumber bolak – balik AC (*alternating current*) dari pembangkit tenaga listrik. Untuk itu diperlukan suatu perangkat catu daya yang dapat mengubah arus AC menjadi DC.

#### 2.2 *Switching Converter*

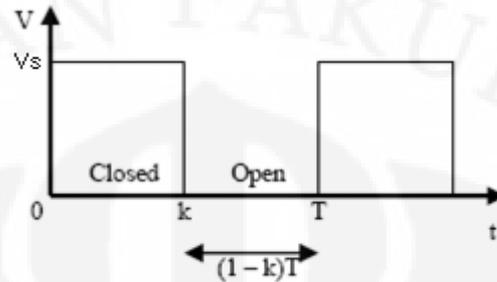
*Switching converter* pada saat ini meningkat popularitasnya, hal ini terjadi karena *switching converter* menawarkan keuntungan dari efisiensi daya konversi yang lebih tinggi dan fleksibilitas peningkatan desain dimana bisa didapatkan tegangan output kelipatan dengan polaritas yang berbeda yang dapat dihasilkan dari tegangan masukan tunggal.

Pada *switching converter* terlihat fungsi transistor sebagai *electronic switch* yang dapat dibuka (OFF) dan ditutup (ON). Sehingga hanya ada 2 keadaan yaitu saturasi dan *cutoff*. Rangkaian ini juga biasa disebut DC *Chopper*. [2]



Gambar 2.1 Rangkaian dasar *switching converter*

Dengan asumsi bahwa *switch* tersebut ideal, jika *switch* ditutup maka tegangan keluaran akan sama dengan tegangan masukan, sedangkan jika *switch* dibuka maka tegangan keluaran akan menjadi nol. Dengan demikian tegangan keluaran yang dihasilkan akan berbentuk pulsa seperti pada Gambar 2.2.



Gambar 2.2 Tegangan keluaran

Besaran rata-rata atau komponen DC dari tegangan keluaran dapat diturunkan dari persamaan berikut:

$$V_o = \frac{1}{T} \int_0^T v_o(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{kT} V_s dt = V_s \cdot D \quad (2.1)$$

Dari persamaan (2.1) terlihat bahwa tegangan keluaran DC dapat diatur besarnya dengan menyesuaikan parameter D. Parameter D dikenal sebagai *duty cycle* yaitu rasio antara lamanya waktu *switch* ditutup ( $t_{on}$ ) dengan perioda T dari pulsa tegangan keluaran, atau (lihat Gambar 2.2). Daya yang diserap oleh *switch* yang ideal adalah nol. Saat *switch open*, tidak ada arus yang mengalir. Sedangkan saat *switch closed*, tidak ada tegangan yang melewatinya. Dengan demikian seluruh daya diserap oleh beban dan efisiensi energinya adalah 100%. Namun pada kenyataannya akan terjadi hilangnya sebagian daya yang dikarenakan tegangan yang melewati *switch* tidak bernilai nol saat *switch closed*.

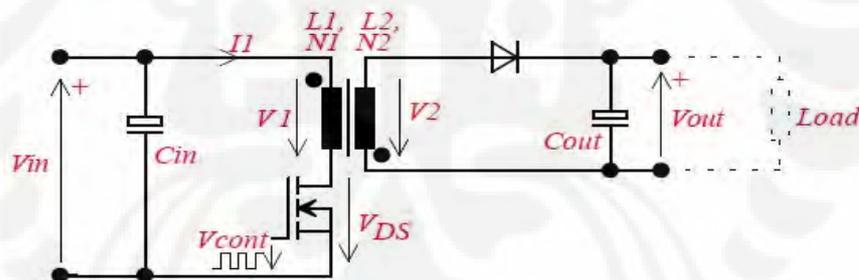
Adapun tipe – tipe *switching converter* yang paling sering digunakan adalah:

1. *Buck*: digunakan untuk mengurangi tegangan DC ke tegangan DC yang lebih rendah.
2. *Boost*: digunakan untuk memberikan tegangan output DC yang lebih tinggi dari input DC - nya.

3. *Buck-Boost (invert)*: digunakan untuk memberikan tegangan output DC yang berlawanan polaritas dengan input.
4. *Flyback*: digunakan untuk memberikan tegangan output DC yang kurang dari atau lebih besar dari input, dengan beberapa output.

### 2.3 Flyback Regulator

*Flyback regulator* adalah tipe yang paling serbaguna dari semua tipe *switching converter*, hal ini dikarenakan memungkinkan bagi desainer untuk membuat tegangan *output* satu atau lebih, dengan beberapa output yang mungkin berlawanan polaritasnya. *Flyback regulator* telah mendapatkan popularitas dalam sistem bertenaga baterai, di mana tegangan tunggal harus dikonversikan ke dalam sistem tegangan yang diperlukan (misalnya, +5 V, +12 V dan -12V) dengan efisiensi daya konversi yang sangat tinggi. Dalam *flyback regulator* digunakan transformator yang berguna untuk menghilangkan (isolasi) koneksi elektrik secara langsung antara input dan output dari pengubah tegangan. Rangkaian dasar *flyback regulator* dengan *output* tunggal dasar ditunjukkan pada Gambar 2.3.



Gambar 2.3 Rangkaian Flyback regulator

Bagian yang paling penting dari *flyback regulator* adalah transformator *phasing*, seperti yang ditunjukkan oleh titik pada gulungan primer dan sekunder. Ketika saklar hidupkan, tegangan input masuk ke bagian lilitan primer dari transformator yang menyebabkan peningkatan aliran arus melalui lilitan primer tersebut. Yang perlu diperhatikan bahwa polaritas tegangan pada lilitan primer adalah dot-negatif (lebih negatif pada akhir titik), menyebabkan tegangan dengan polaritas yang sama untuk muncul di sekunder transformator (besarnya tegangan

sekunder ditentukan oleh perbandingan lilitan antara lilitan primer dan lilitan sekunder).

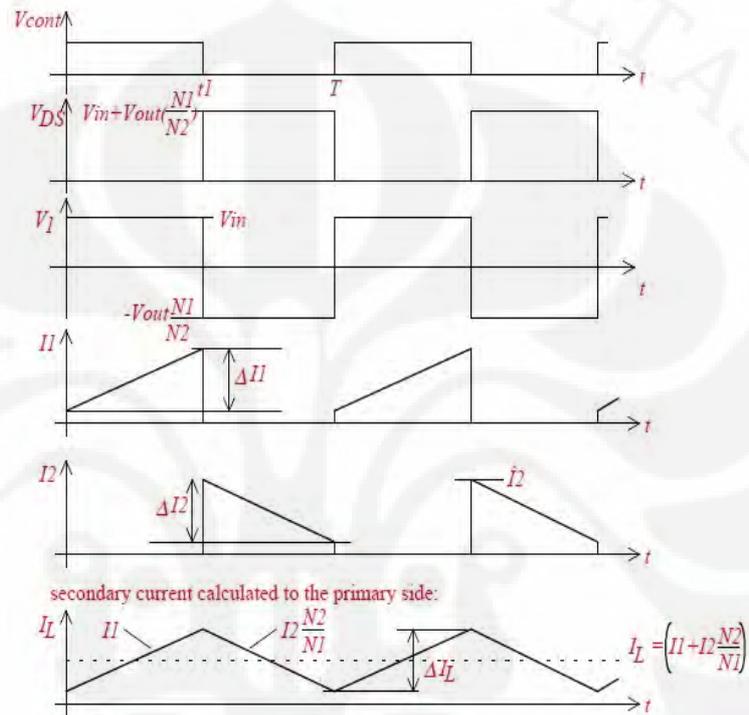
Gambar 2.3 menunjukkan rangkaian dasar dari sebuah *flyback regulator*. Transistor bekerja sebagai sebuah *switch*, on dan off nya dikendalikan dengan pengendali pulsa tegangan/*pulse-width-modulated (Vcont)*. Selama On, transistor untuk tegangan utama dari trafo ( $V_1$ ) adalah sama dengan tegangan masukan ( $V_{in}$ ) yang menghasilkan arus  $I_1$  meningkat secara linier. Pada fase ini, energi tersimpan pada inti trafo. Selama fase On, arus pada sisi sekunder akan bernilai nol, karena dioda terbuka. Ketika transistor Off, arus pada sisi primer  $I_1$  dipotong dan tegangan pada trafo akan sesuai dengan hukum Faraday ( $v = L \frac{di}{dt}$ ), dioda tertutup dan inti trafo yang bermuatan akan pindah melalui diode ke keluaran kapasitor  $C_{out}$ .

Selama fase On dari transistor, sumber tegangan buangan  $V_{DS}$  adalah sama dengan nol. Selama fase Off dari transistor, tegangan keluaran  $V_{out}$  akan ditransformasikan kembali ke sisi primer dan tegangan buangan secara teori bertahap sampai  $V_{DS} = V_{in} + V_{out} \cdot \frac{N_1}{N_2}$ . Jika tegangan utama 230V/50Hz maka digunakan  $V_{DS}$  akan meningkat sampai 700V. Pada prakteknya tegangan akan semakin besar, melebihi dari induksi dari kebocoran induktansi pada trafo. Untuk mengatasi efek ini, pada tegangan buangan *breakdown* yang minimum sebuah transistor digunakan yang bertegangan sampai 800V.

Transformator pada *flyback regulator* bukanlah suatu transformator biasa (normal), karena fungsinya adalah untuk menyimpan energi selama waktu – on pada transistor dan untuk memberikan energi ini selama waktu – off melalui dioda dengan kapasitor output. Akibatnya trafo adalah induktor penyimpanan (sering disebut *choke*) dengan berliku primer dan sekunder. Untuk menyimpan energi inti transformator memerlukan celah udara (transformator normal tidak memiliki celah udara). Satu pertimbangan penting untuk transformator ini adalah, bahwa primer dan sekunder gulungan erat digabungkan untuk mencapai induktansi kebocoran minimal. Perlu dicatat bahwa energi dari induktansi kebocoran tidak

dapat ditransfer ke sisi sekunder dan karena itu disipated sebagai panas pada sisi primer.

*Flyback regulator* beroperasi baik dalam mode *continue* (dimana arus sekunder selalu  $> 0$ ) atau mode *discontinue* (dimana arus sekunder jatuh ke nol pada setiap siklusnya).



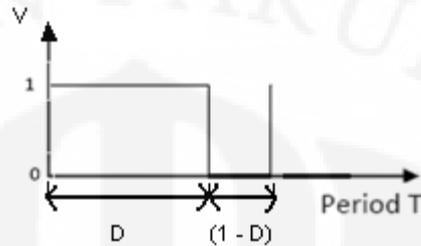
Gambar 2.4 Voltages and currents at the flyback regulator

[1] Pengubah (*converter*) dc-dc menyediakan pemisahan antara masukan dan keluaran yaitu rangkaian *flyback* seperti pada Gambar 2.6a. Pada Gambar 2.6b trafo menggunakan model yang termasuk induktansi magnetik ( $L_m$ ), seperti pada Gambar 2.6d, efek rugi-rugi dan kebocoran induktansi sangat penting saat performa *switch* dan perlindungan, tetapi yang terbaik dari semua perlindungan rangkaian tersebut adalah ketika menggunakan model trafo yang simpel. Keterangan polaritas lilitan trafo seperti pada Gambar 2.6.

Analisa pengubah *flyback* adalah sebagai berikut :

1. Keluaran kapasitor sangat lebar, hal ini dihasilkan karena tegangan keluaran yang dihasilkan konstan ( $V_o$ ).

- Rangkaian bekerja pada saat kondisi *steady state*, ditunjukkan pada semua periode tegangan dan arus, permulaan dan akhirnya pada titik yang sama setelah satu periode *switch*.
- Duty ratio* pada *switch* adalah  $D$  dan ketika tertutup oleh waktu  $DT$  dan terbuka  $(1-D)T$ .



Gambar 2.5 *Duty ratio*

- Antara *switch* dan dioda adalah ideal.

Dasar kerja pengubah *flyback* mirip seperti dasar kerja pengubah *buck-boost*. Energy disimpan pada  $L_m$  saat *switch* tertutup dan dipindahkan ke beban ketika *switch* dibuka. Analisa rangkaian kedua posisi untuk menentukan hubungan antara masukan dan keluaran.

### 2.3.1 Analisa untuk *switch* tertutup

Pada sisi sumber trafo seperti pada gambar 2.6c.

$$v_1 = V_s = L_m \frac{di_{L_m}}{dt} \quad (2.2)$$

$$\frac{di_{L_m}}{dt} = \frac{\Delta i_{L_m}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{L_m}}{DT} = \frac{V_s}{L_m} \quad (2.3)$$

Untuk mengubah arus pada trafo induktansi magnetik,

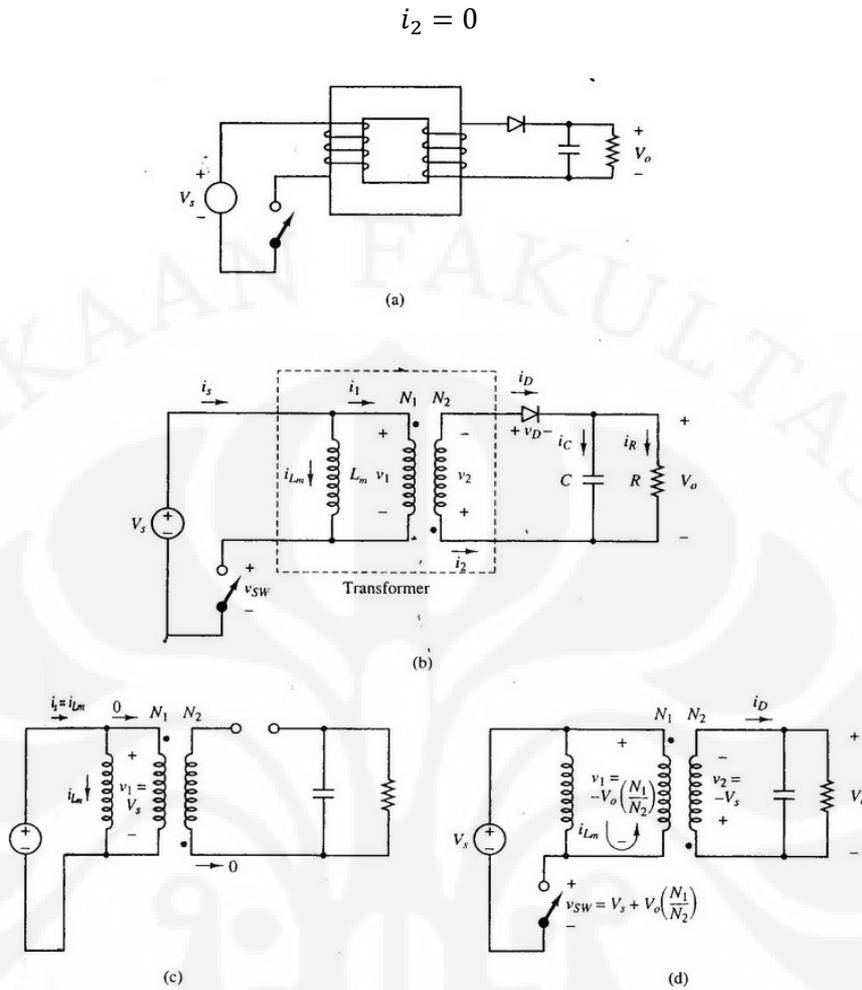
$$(\Delta i_{L_m})_{closed} = \frac{V_s DT}{L_m} \quad (2.4)$$

Pada sisi beban trafo,

$$v_2 = v_1 \left( \frac{N_2}{N_1} \right) = V_s \left( \frac{N_2}{N_1} \right) \quad (2.5)$$

$$v_D = -V_o - V_s \left( \frac{N_2}{N_1} \right) < 0 \quad (2.6)$$

$$i_1 = 0$$



Gambar 2.6 (a) *Flyback Converter*. (b) *Equivalent circuit using a transformer model which includes the magnetizing inductance*. (c) *Circuit for switch*. (d) *Circuit for switch off*

Sejak dioda off,  $i_1 = 0$ , yang artinya  $i_2 = 0$ . Maka ketika *switch* tertutup, arus meningkat dengan linier pada induktansi magnetik ( $L_m$ ), dan tidak ada arus pada belitan trafo ideal. Pada trafo yang sebenarnya, arus meningkat secara linier pada belitan primer, dan tidak ada arus pada belitan sekunder.

### 2.3.2 Analisa untuk *switch* terbuka

Ketika *switch* terbuka seperti pada gambar 2.6d, arus tidak seketika itu juga dapat berubah pada induktansi ( $L_m$ ), daerah konduksi harus melalui belitan primer sesuai dengan trafo ideal. Arus ( $i_{L_m}$ ) masuk ke terminal dari belitan primer dan harus keluar dari belitan sekunder. Hal ini diizinkan sejak arus dioda adalah positif. Umpamakan bahwa sisa tegangan keluaran konstan pada  $V_o$ , tegangan

belitan sekunder ( $v_2$ ) menjadi ( $-V_0$ ), tegangan belitan sekunder kembali ke belitan primer, membuat tegangan melalui  $L_m$  pada :

$$v_1 = -V_0 \left( \frac{N_1}{N_2} \right) \quad (2.7)$$

Tegangan dan arus untuk *switch* terbuka yaitu :

$$v_1 = -V_0 \quad (2.8)$$

$$v_1 = v_2 \left( \frac{N_1}{N_2} \right) = -V_0 \left( \frac{N_1}{N_2} \right) \quad (2.9)$$

$$L_m \frac{di_{L_m}}{dt} = v_1 = -V_0 \frac{N_1}{N_2} \quad (2.10)$$

$$\frac{di_{L_m}}{dt} = \frac{\Delta i_{L_m}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{L_m}}{(1-D)T} = \frac{-V_0 N_1}{L_m N_2} \quad (2.11)$$

Untuk mengubah induktansi magnetik trafo dengan *switch* terbuka,

$$\Delta i_{L_{m\ open}} = \frac{-V_0(1-D)T N_1}{L_m N_2} \quad (2.12)$$

Sejak jaringan diubah, arus induktor harus nol pada satu periode untuk operasi *steady-state*. Persamaan untuk mengubah arus induktansi magnetik trafo pada kondisi *switch* tertutup dan persamaan untuk mengubah induktansi magnetik pada kondisi *switch* terbuka ditunjukkan dengan :

$$\Delta i_{L_{m\ closed}} + \Delta i_{L_{m\ open}} = 0 \quad (2.13)$$

$$\frac{V_s D T}{L_m} - \frac{V_0(1-D)T N_1}{L_m N_2} = 0 \quad (2.14)$$

Maka  $V_0$ ,

$$V_0 = V_s \frac{D N_2}{1-D N_1} \quad (2.15)$$

Hubungan antara masukan dan keluaran untuk pengubah *flyback* adalah sebanding dengan pengubah *buck-boost* termasuk dengan tambahan masa rasio trafo. Persamaan arus dan tegangan ketika *switch* dibuka adalah :

$$i_D = -i \left( \frac{N_1}{N_2} \right) = i_{L_m} \left( \frac{N_1}{N_2} \right) \quad (2.16)$$

$$v_{S_w} = V_s - v_1 = V_s + V_0 \left( \frac{N_1}{N_2} \right) \quad (2.17)$$

$$i_R = \frac{V_0}{R} \quad (2.18)$$

$$i_C = i_D - i_R = i_{L_m} \left( \frac{N_1}{N_2} \right) - \frac{V_0}{R} \quad (2.19)$$

Keterangan bahwa  $v_{S_w}$  tegangan melintasi *switch* terbuka, adalah lebih baik dibandingkan sumber tegangan. Jika tegangan keluaran sebanding dengan masukan dan rasio putaran, contohnya saat tegangan melintasi dua kali pada sumber tegangan. Arus rangkaian ditunjukkan pada Gambar 2.7. Daya yang diserap oleh beban resistor harus sama dengan yang diberikan oleh sumber untuk kasus ideal, yaitu :

$$P_s = P_0 \quad (2.20)$$

atau 
$$V_s I_s = \frac{V_0^2}{R} \quad (2.21)$$

Rata-rata arus sumber  $I_s$  berhubungan dengan rata-rata dari arus induktansi magnetik  $i_{L_m}$ , yaitu :

$$I_s = \frac{(i_{L_m})_{DT}}{T} = (I_{L_m})D \quad (2.22)$$

Substitusikan  $I_s$  pada persamaan (2.21) untuk menghasilkan  $I_{L_m}$ ,

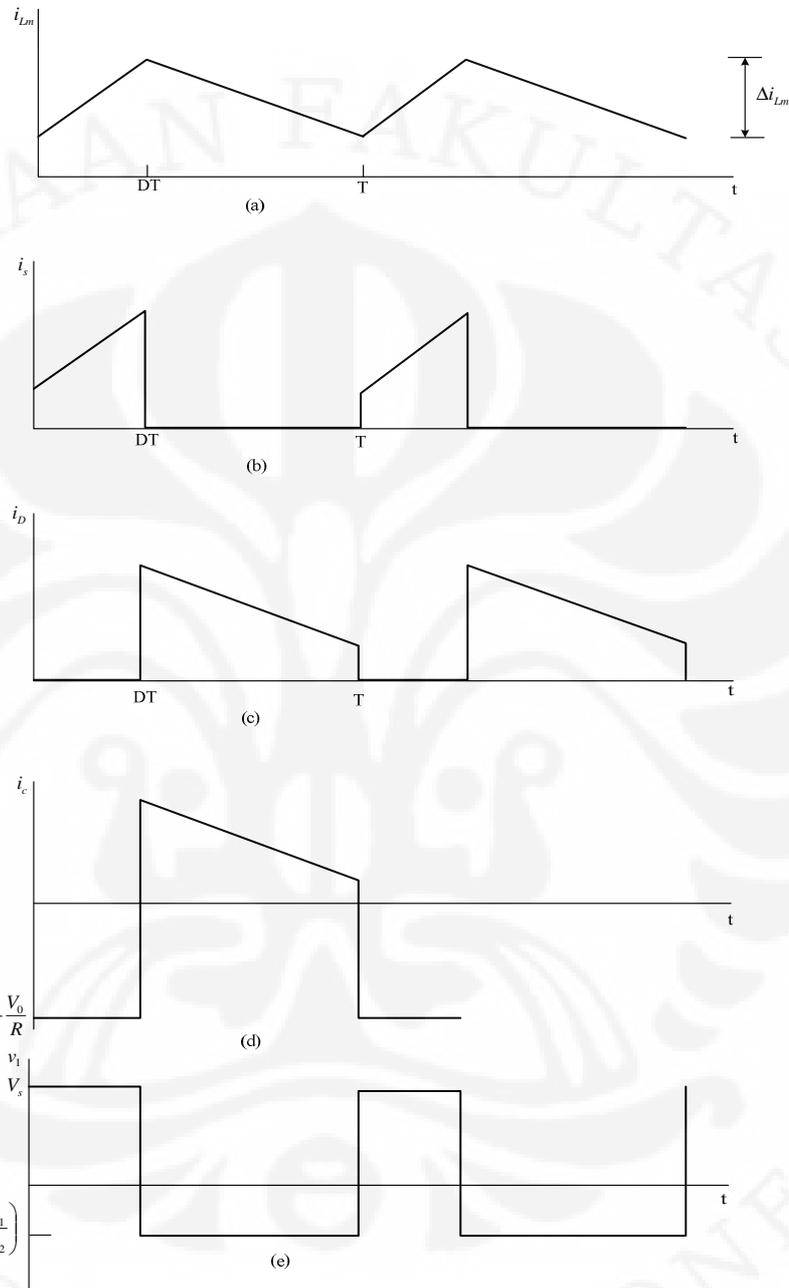
$$V_s I_{L_m} D = \frac{V_0^2}{R} \quad (2.23)$$

$$I_{L_m} = \frac{V_0^2}{V_s D R} \quad (2.24)$$

Gunakan persamaan (3-14) untuk  $V_s$ , rata arus induktor juga ditunjukkan seperti berikut :

$$I_{L_m} = \frac{V_s D}{(1-D)^2 R} \left( \frac{N_2}{N_1} \right)^2 = \frac{V_0}{(1-D)R} \left( \frac{N_2}{N_1} \right) \quad (2.25)$$

Nilai maksimum dan minimum dari arus induktor dihasilkan dari persamaan (2.25 dan 2.3).



Gambar 2.7 Flyback converter current and voltage waveforms.

$$I_{Lm,max} = I_{Lm} + \frac{\Delta i_{Lm}}{2} \quad (2.26)$$

$$I_{Lm,max} = \frac{V_s D}{(1-D)^2 R} \left( \frac{N_2}{N_1} \right)^2 + \frac{V_s D T}{2L_m} \quad (2.27)$$

$$I_{L_m, \min} = I_{L_m} - \frac{\Delta i_{L_m}}{2} \quad (2.28)$$

$$I_{L_m, \min} = \frac{V_s D}{(1-D)^2 R} \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 - \frac{V_s D T}{2L_m} \quad (2.29)$$

Syarat arus yang *continue* pada  $I_{L_m, \min} > 0$ , seperti pada persamaan (2.29) pada batas antara arus *continue* dan arus *discontinuous*, yaitu :

$$I_{L_m, \min} = 0 \quad (2.30)$$

$$\frac{V_s D}{(1-D)^2 R} \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 = \frac{V_s D T}{2L_m} = \frac{V_s D}{2L_m f} \quad (2.31)$$

Dimana  $f$  adalah frekuensi *switch*. Untuk nilai minimum dari  $L_m$  yang diijinkan pada arus yang berkelanjutan adalah :

$$(L_m)_{\min} = \frac{(1-D)^2 R}{2f} \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \quad (2.32)$$

Konfigurasi keluaran untuk pengubah *flyback* adalah sama dengan pengubah *buck-boost*, jadi tegangan keluaran ripple untuk dua pengubah tersebut juga sama, yaitu :

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RCf} \quad (2.33)$$

### 2.3.3 Discontinuous-Current Mode In The Flyback Converter

Untuk mode *discontinuous current* pada pengubah *flyback*, arus pada trafo bertambah secara linier ketika *switch* ditutup. Hal ini seperti mode arus berlanjut. Ketika *switch* dibuka, arus pada induktansi magnetik trafo menurun sampai nol sebelum awal dari siklus *switch* selanjutnya, hal ini seperti ditunjukkan pada Gambar 2.8. Ketika *switch* tertutup, penambahan arus induktor ditunjukkan pada Gambar 2.6. Sejak arus dimulai dari nol, nilai maksimum juga diperoleh dengan persamaan seperti berikut :

$$I_{L_m, \max} = \frac{V_s D T}{L_m} \quad (2.34)$$

Tegangan keluaran untuk mode ketidakberlanjutan dapat juga ditetapkan dengan analisa hubungan daya pada rangkaian tersebut. Jika komponen-

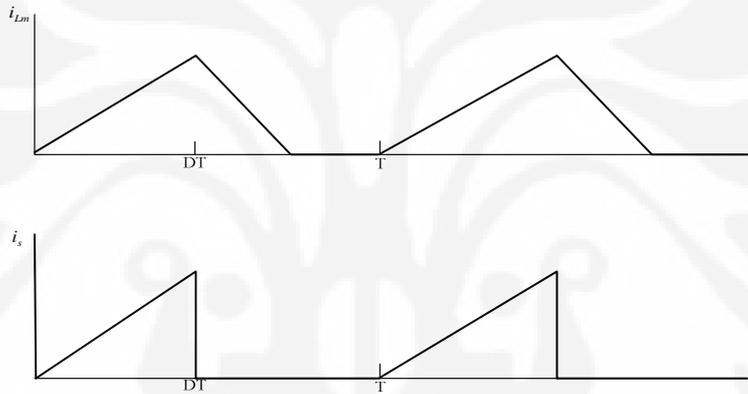
komponen nya ideal, catu daya dengan sumber DC akan sama dengan daya serap oleh tahanan resistor. Catu daya oleh sumber tegangan DC dikali rata-rata sumber arus, dan beban sumber adalah  $\frac{V_0^2}{R}$  :

$$P_s = P_o \tag{2.35}$$

$$V_s I_s = \frac{V_0^2}{R} \tag{2.36}$$

Rata-rata arus sumber adalah area dibawah bentuk gelombang segitiga seperti dari Gambar 2.6b dibagi periode, menghasilkan :

$$I_s = \left(\frac{1}{2}\right) \left(\frac{V_s D T}{L_m}\right) (D T) \left(\frac{1}{T}\right) = \frac{V_s D^2 T}{2 L_m} \tag{2.37}$$



Gambar 2.8 *Discontinuous current for the flyback converter.*

Persamaan sumber daya dan beban sumber adalah :

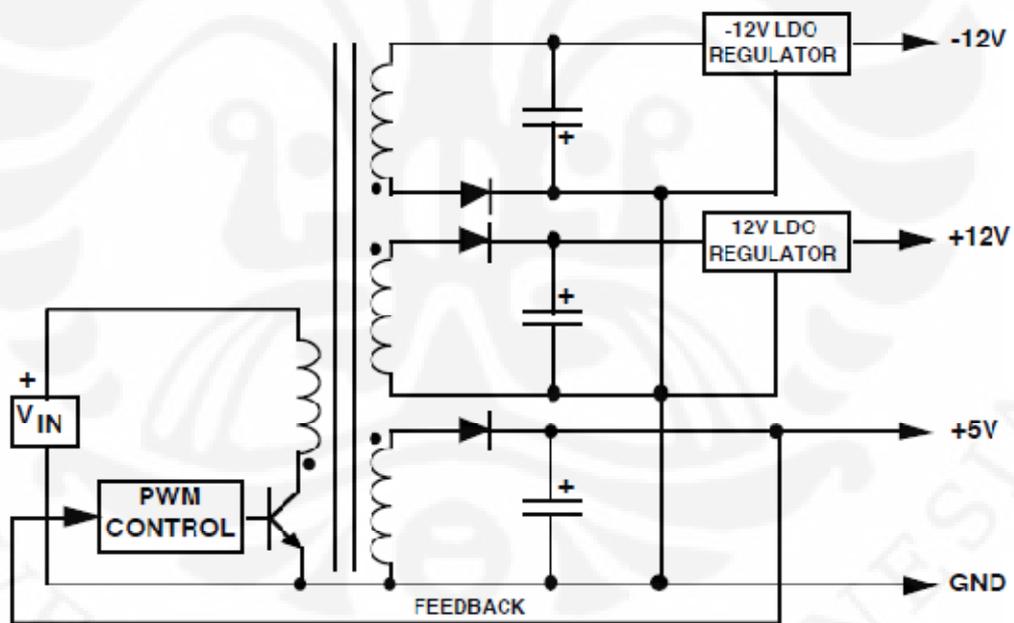
$$\frac{V_s D^2 T}{2 L_m} = \frac{V_0^2}{R} \tag{2.38}$$

Penyelesaian untuk  $V_0$  pada arus tidak berkelanjutan di pengubah *flyback*,

$$v_0 = V_s D \sqrt{\frac{T R}{2 L_m}} = V_s D \sqrt{\frac{R}{2 L_m f}} \tag{2.39}$$

### 2.3.4 Flyback Regulator Multiple Output

Keuntungan dari *flyback* adalah kemampuan memberikan beberapa output (lihat Gambar 2.9). Dalam aplikasi tersebut, salah satu *output* (biasanya arus tertinggi) dipilih untuk memberikan *feedback* PWM ke loop kontrol, yang berarti *output* tegangan ini secara langsung dapat diatur. Lilitan sekunder lainnya secara tidak langsung tegangannya diatur, seperti lebar pulsa yang akan mengikuti lilitan yang sudah diatur. Pengaturan beban pada sekunder yang tidak dapat diatur tidak besar (biasanya 5 - 10%), tetapi cukup untuk banyak aplikasi. Jika pengaturan tegangan yang diperlukan ingin lebih tepat pada sisi sekunder dengan arus yang lebih rendah, sebuah LDO- *Post Regulator* akan digunakan. Tegangan sekunder diatur 1V di atas tegangan *output* yang diinginkan, dan LDO akan memberikan pengaturan *output* yang sangat baik dengan kerugian yang sangat sedikit.

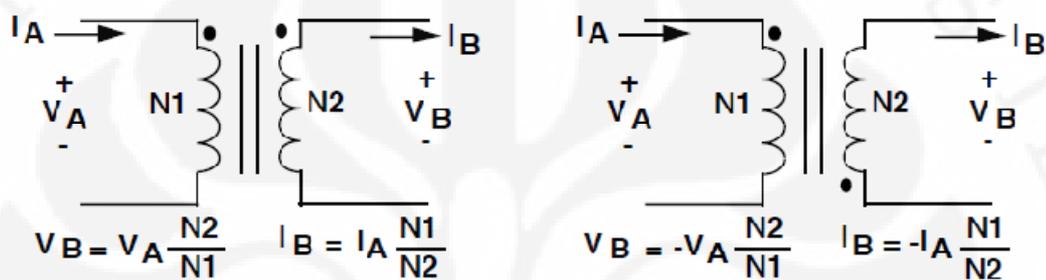


Gambar 2.9 Typical Multiple-Output Flyback

## 2.4 Transformator

Transformator merupakan suatu peralatan listrik yang digunakan untuk mengubah besaran tegangan arus listrik bolak-balik (AC), seperti menaikkan atau

menurunkan tegangan listrik (*voltase*). Transformator bekerja berdasarkan prinsip fluks listrik dan magnet dimana antara sisi sumber (primer) dan beban (sekunder) tidak terdapat hubungan secara fisik tetapi secara elektromagnetik (induksi-elektromagnet). Transformator terdiri atas sebuah inti, yang terbuat dari besi berlapis dan dua buah kumparan (lilitan kawat), yaitu kumparan primer dan kumparan sekunder. Operasi dasar dari transformator ditunjukkan pada Gambar 2.10.



Gambar 2.10 Teori Transformator

Transformator bekerja dengan tegangan AC dimana tegangan atau arus ditransformasikan ke nilai yang lebih tinggi atau lebih rendah, seperti yang ditetapkan oleh perubahan perbandingan jumlah lilitan transformator. Transformator tidak menambah daya, sehingga daya ( $V \times I$ ) di kedua sisi harus konstan. Hal tersebutlah yang menjadi alasan bahwa sisi yang mempunyai jumlah lilitan yang lebih banyak memiliki tegangan yang lebih tinggi tetapi arusnya lebih kecil, sedangkan sisi yang mempunyai jumlah lilitan yang lebih sedikit tegangannya rendah tetapi lebih arusnya tinggi. Titik pada lilitan transformator mengidentifikasi polaritas terhadap hal lilitan lainnya. Dengan membalikkan titik akan menyebabkan polaritasnya berlawanan.

Adapun kerugian dalam transformator, yaitu:

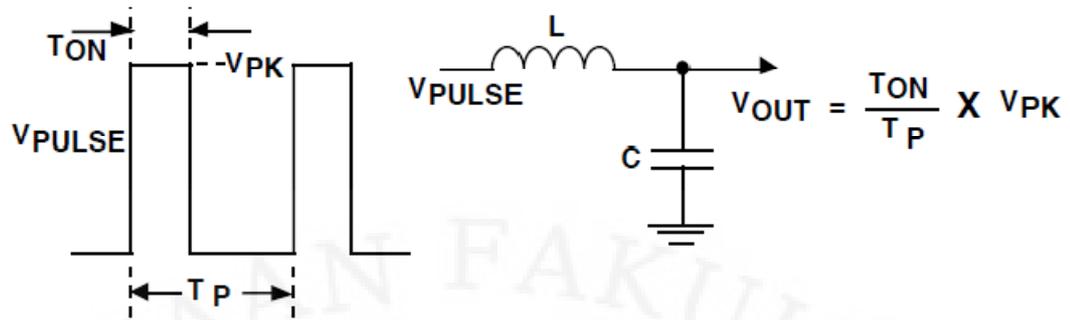
1. Kerugian tembaga. Kerugian  $I^2R$  dalam lilitan tembaga yang disebabkan oleh resistansi tembaga dan arus listrik yang mengalirinya.
2. Kerugian kopling. Kerugian yang terjadi karena kopling primer-sekunder tidak sempurna, sehingga tidak semua fluks magnet yang diinduksikan

primer memotong lilitan sekunder. Kerugian ini dapat dikurangi dengan menggulung lilitan secara berlapis-lapis antara primer dan sekunder.

3. Kerugian kapasitas liar. Kerugian yang disebabkan oleh kapasitas liar yang terdapat pada lilitan-lilitan transformator. Kerugian ini sangat mempengaruhi efisiensi transformator untuk frekuensi tinggi. Kerugian ini dapat dikurangi dengan menggulung lilitan primer dan sekunder secara semi-acak (bank winding).
4. Kerugian histeresis. Kerugian yang terjadi ketika arus primer AC berbalik arah. Disebabkan karena inti transformator tidak dapat mengubah arah fluks magnetnya dengan seketika. Kerugian ini dapat dikurangi dengan menggunakan material inti reluktansi rendah.
5. Kerugian efek kulit. Sebagaimana konduktor lain yang dialiri arus bolak-balik, arus cenderung untuk mengalir pada permukaan konduktor. Hal ini memperbesar kerugian kapasitas dan juga menambah resistansi relatif lilitan. Kerugian ini dapat dikurang dengan menggunakan kawat Litz, yaitu kawat yang terdiri dari beberapa kawat kecil yang saling terisolasi. Untuk frekuensi radio digunakan kawat geronggong atau lembaran tipis tembaga sebagai ganti kawat biasa.
6. Kerugian arus eddy. Kerugian yang disebabkan oleh GGL masukan yang menimbulkan arus dalam inti magnet yang melawan perubahan fluks magnet yang membangkitkan GGL. Karena adanya fluks magnet yang berubah-ubah, terjadi lonjakan fluks magnet pada material inti. Kerugian ini berkurang kalau digunakan inti berlapis-lapisan.

### **2.5 Pulse Width Modulation (PWM)**

Semua *switching converter* menggunakan bentuk peraturan tegangan output yang dikenal sebagai *Pulse Width Modulation (PWM)*. Secara sederhana, loop umpan *feedback* menyesuaikan (mengoreksi) tegangan *output* dengan mengubah waktu ON dari elemen *switching* di konverter. Sebagai contoh bagaimana PWM bekerja, dapat dilihat dari hasil penerapan rangkaian pulsa gelombang kotak untuk sebuah LC filter (lihat Gambar 2.11).

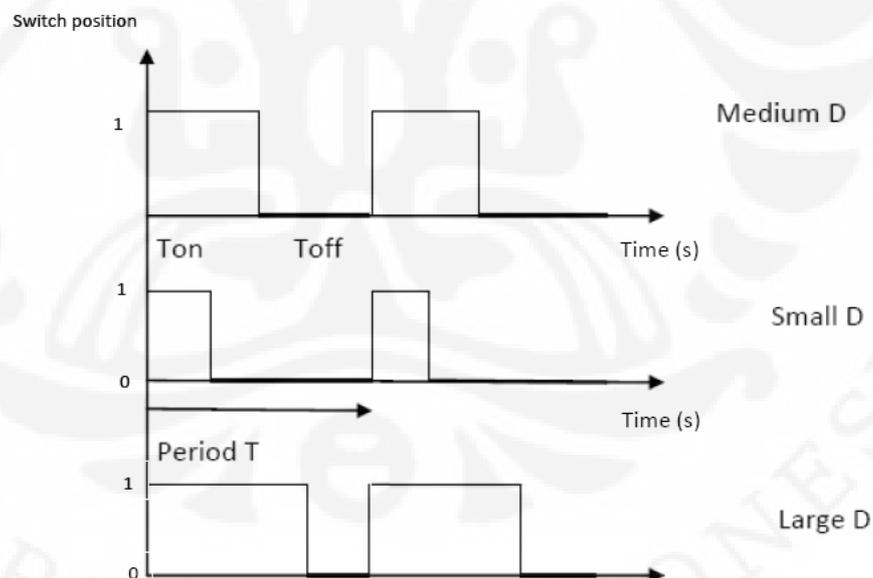


Gambar 2.11 Prinsip Dasar PWM

Rangkaian pulsa gelombang kotak di filter dan menghasilkan tegangan DC output yang sama dengan pulsa amplitudo peak dikalikan dengan waktu dari *duty cycle* (*duty cycle* didefinisikan sebagai switch ON dibagi dengan total periode).

$$duty\ cycle\ (D) = \frac{T_{on}}{T_{on}+T_{off}} = \frac{T_{on}}{T} = T_{on}.F \quad (2.40)$$

Hubungan ini yang menjelaskan bagaimana tegangan *output* dapat langsung dikontrol dengan mengubah waktu ON dari saklar.



Gambar 2.12 Perbandingan besarnya *duty cycle* pada PWM

## BAB III

### PERANCANGAN SISTEM

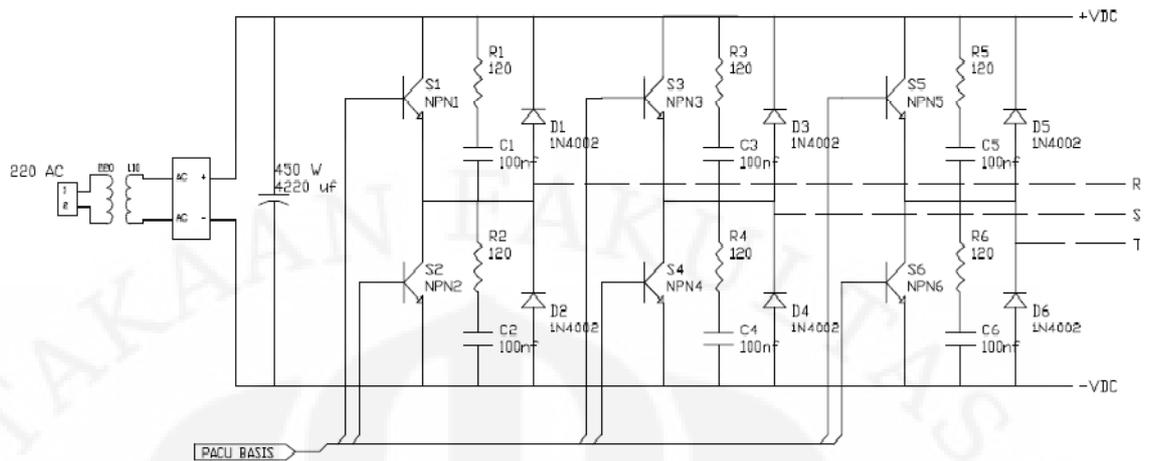
#### 3.1 Deskripsi Sistem



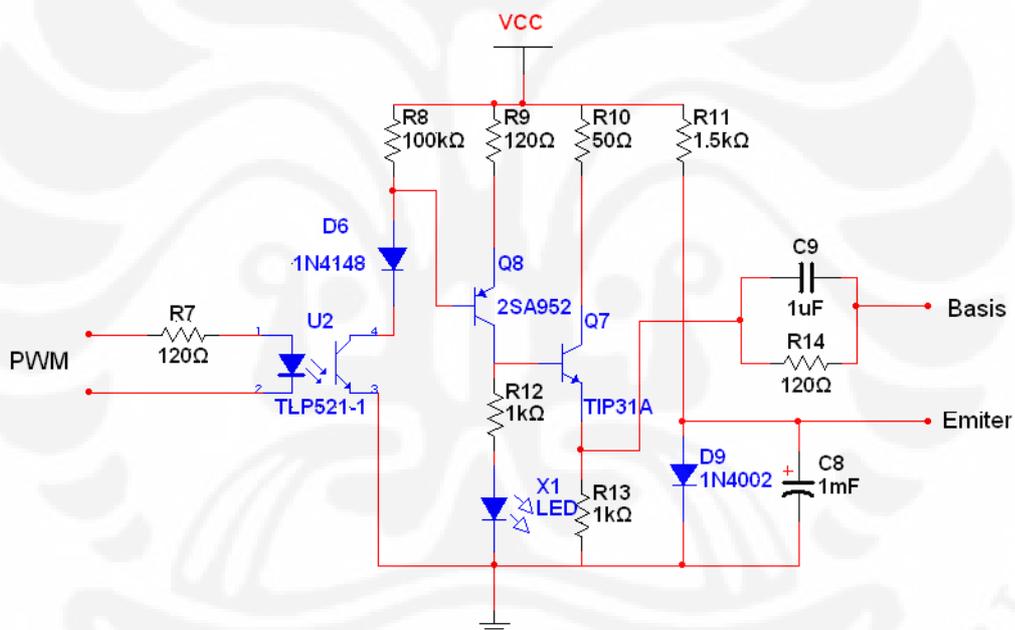
Gambar 3.1 Diagram blok sistem *flyback regulator*

Pada gambar diagram blok sistem *flyback regulator* (Gambar 3.1) diatas, terdapat rangkaian *power* yang berfungsi untuk mencatu tegangan pada rangkaian *flyback regulator*. Dimana rangkaian *power* tersebut akan menghasilkan tegangan 15 VDC yang akan dijadikan *input* untuk rangkaian kontrol *flyback regulator*.

*Flyback regulator* disini berfungsi untuk menghasilkan 6 *output* tegangan, dengan masing – masing *ouput* menghasilkan 15 VDC. Penggunaan *flyback regulator* ini karena rangkaian *inverter* dari *solar cell* membutuhkan tegangan yang mencatu masing – masing penyaklaran IGBT – nya dengan kondisi catu yang terpisah antara satu IGBT dengan yang lainnya. Untuk penyaklaran dari IGBT pada *inverter*, dibutuhkan 6 *input* pada masing – masing basis dari IGBT (Gambar 3.2) yang merupakan *output* dari rangkaian kontrol IGBT (Gambar 3.3). Rangkaian kontrol IGBT ini akan mendapatkan sinyal PWM dari mikrokontroler. *Flyback regulator* disini akan memberikan suplai *Vcc* pada rangkaian kontrol IGBT dengan masing – masing tegangan *Vcc* yang terpisah *floating* antara satu dengan yang lainnya.



Gambar 3.2 Rangkaian *inverter* 3 fasa

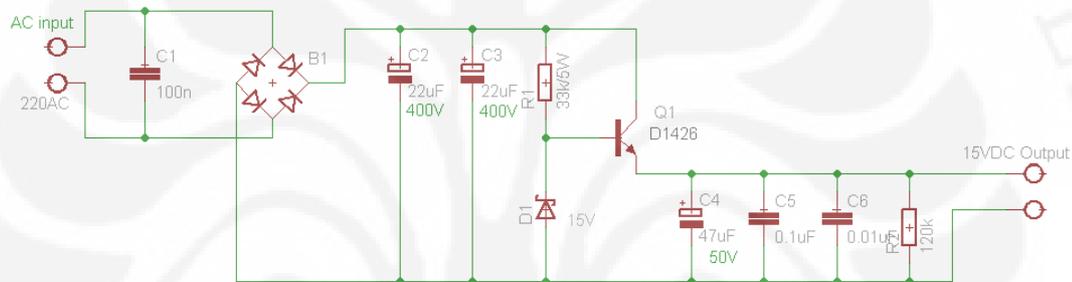


Gambar 3.3 Rangkaian kontrol IGBT pada *inverter*

Besar dan kecilnya nilai tegangan *output* pada rangkaian *flyback regulator* dapat diatur dengan berdasarkan jumlah banyaknya lilitan di sisi sekunder pada transformatornya.

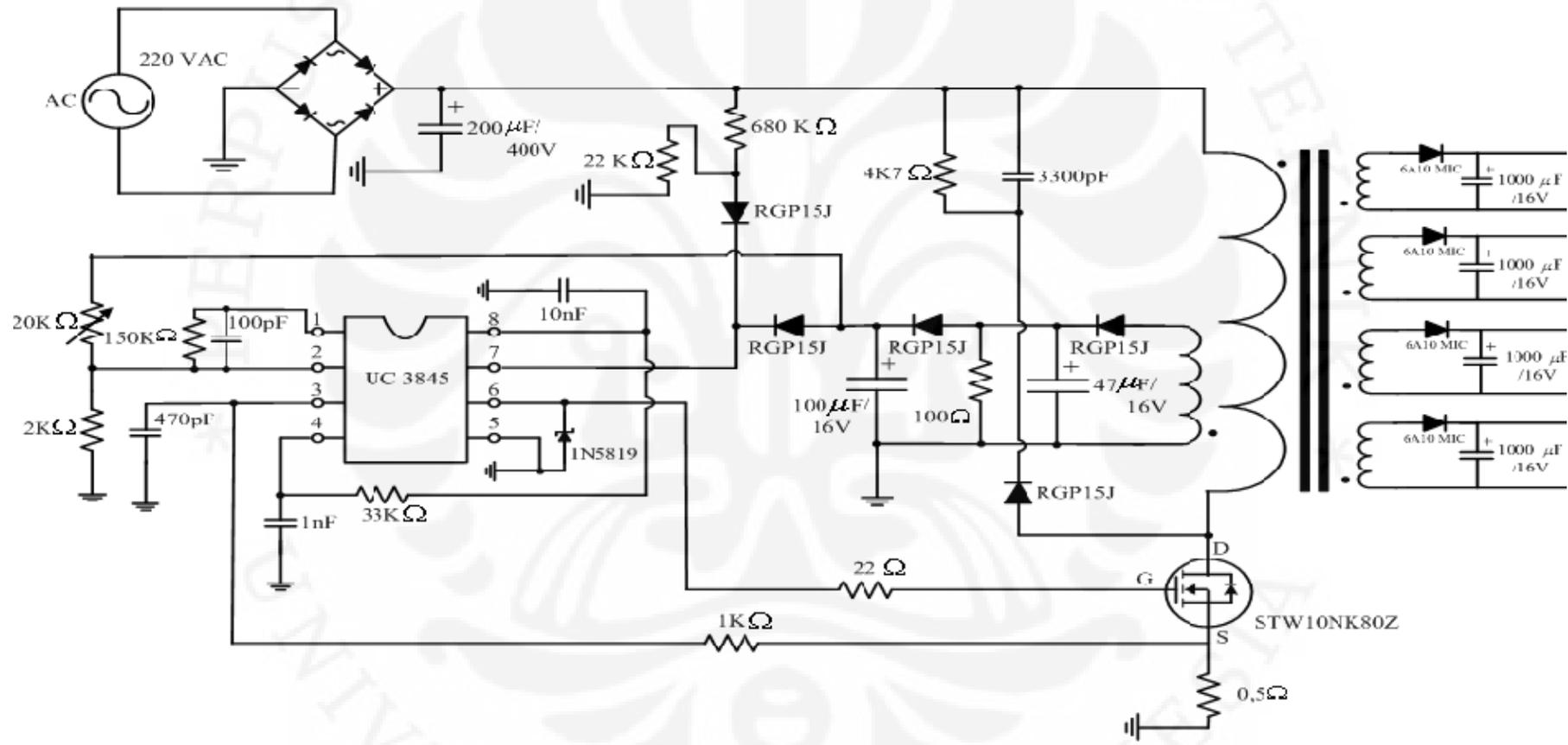
### 3.2 Perancangan Rangkaian *Power*

Rangkaian *power* disini berfungsi untuk menghasilkan tegangan  $V_{cc}$  untuk rangkaian *flyback regulator*, dimana dibutuhkan *output* tegangan 15 VDC untuk mensuplai *Integrated circuit* (IC) pada rangkaian *flyback regulator* dengan tanpa terjadinya penurunan tegangan yang besar pada *output* tegangan rangkaian *power*. Sehingga dengan adanya rangkaian *power* ini diharapkan tidak diperlukan lagi lilitan tambahan pada sisi primer yang digunakan untuk mensuplai  $V_{cc}$  seperti rangkaian *flyback regulator* biasanya (Gambar 3.5)[6]. Rangkaian *power* ini dapat kita lihat pada Gambar 3.4 dimana digunakan *high voltage power* transistor D1426 yang mampu bekerja pada tegangan tinggi (1500V).



Gambar 3.4 Rangkaian *Power Vcc*

Dengan rangkaian *power* ini diharapkan setelah *output* diberi beban tegangannya tidak akan turun. Untuk mencoba baik tidaknya rangkaian *power* tersebut akan dilakukan pemberian beban berupa lampu DC dan mengukur kembali tegangan *output* - nya.

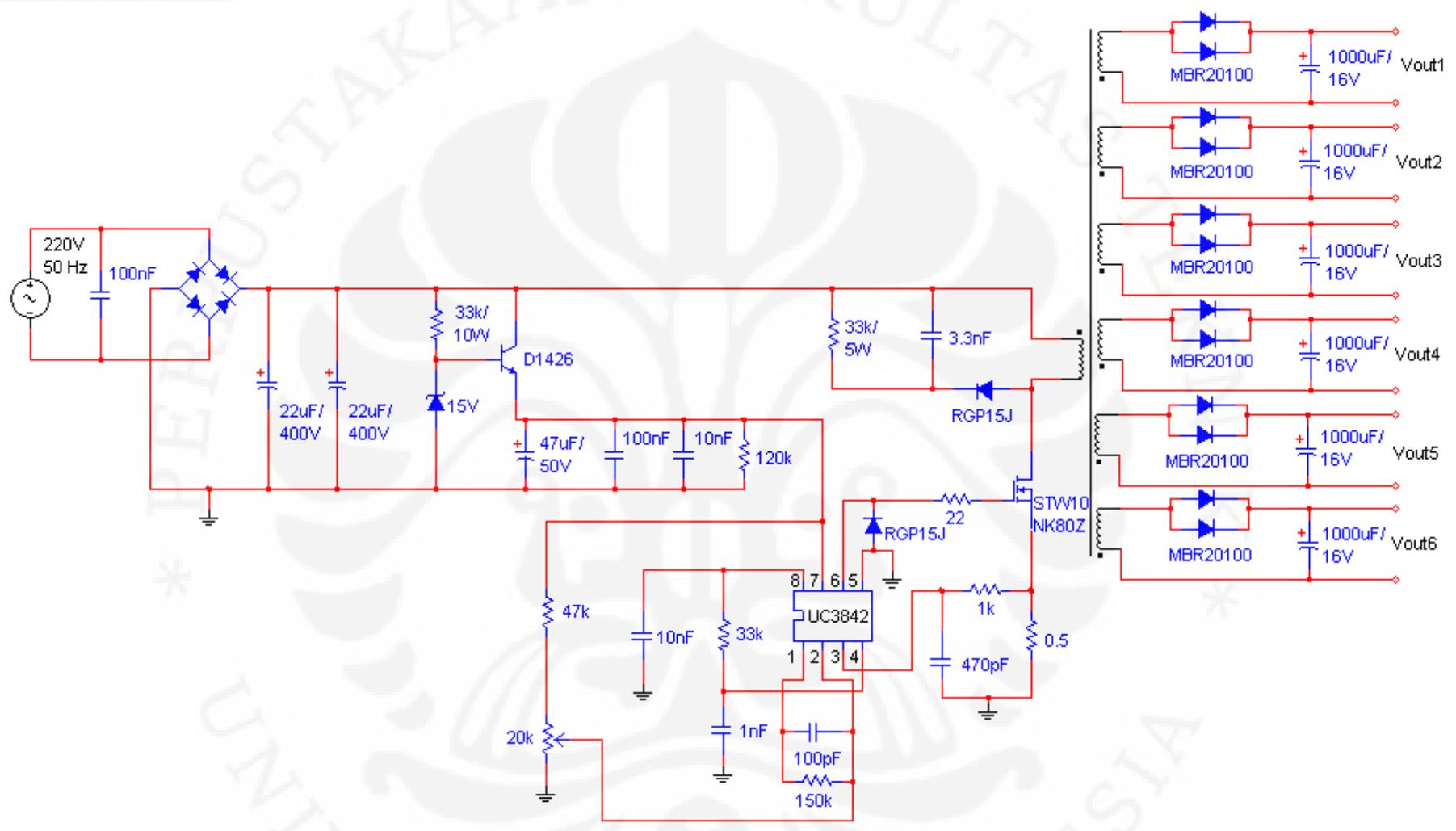


Gambar 3.5 Rangkaian dengan sumber Vcc untuk IC dari lilitan tambahan [6]

### 3.3 Perancangan *Flyback Regulator*

Untuk penyaklaran IGBT pada *inverter*, masing-masing *basis* IGBT mempunyai satu rangkaian kontrol sendiri-sendiri. Hal inilah yang menjadi alasan yang mendasar untuk merancang *flyback regulator* yang akan digunakan untuk mencatu sistem penyaklaran IGBT pada *inverter*. Karena masing-masing *gate* IGBT mempunyai satu rangkaian pengendali sendiri-sendiri, sehingga keluaran/*output* tegangan yang akan dihasilkan pada perancangan *flyback regulator* berjumlah 6 tegangan keluaran.

Setelah rangkaian power untuk suplai Vcc IC berhasil dibuat dengan baik, maka rangkaian *power* tersebut akan dihubungkan dengan rangkaian *flyback regulator*. Selain *output* Vcc IC yang akan dihubungkan, tegangan DC dari sumber juga akan dihubungkan langsung ke rangkaian *flyback regulator* untuk masuk ke kumparan primer dari transformator, dan nantinya akan dikontrol oleh rangkaian *flyback regulator* ini. Gambar 3.6 merupakan rangkaian *flyback regulator* dengan keluaran 6 *output*.



Gambar 3.6 Rangkaian flyback regulator dgn 6 output

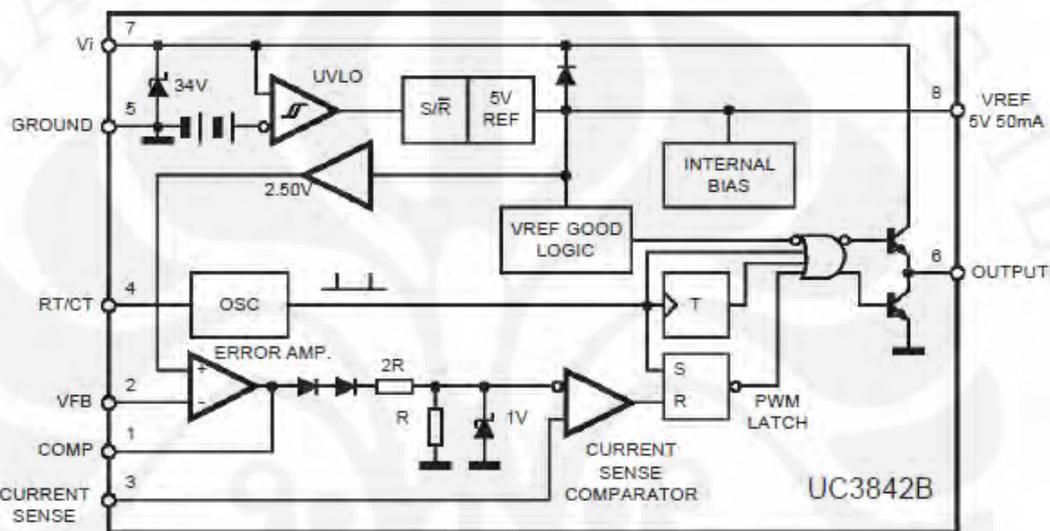
### 3.3.1. Deskripsi Kerja

Awalnya rangkaian bekerja dengan menggunakan tegangan masukan 220 VAC, dengan frekuensi yang sama dengan sumber PLN yaitu 50 Hz. Tegangan *input* AC akan masuk ke rangkaian *power* terlebih dahulu, lalu tegangan masukan AC dirubah menjadi tegangan DC dengan menggunakan dioda *bridge*, tegangan yang dihasilkan sebesar  $220\sqrt{2} \approx 311,1269$  VDC. Tegangan yang telah di searahkan ini akan menyuplai kapasitor, fungsi kapasitor tersebut tentunya untuk menyimpan muatan listrik dan berguna untuk memperbaiki bentuk gelombang tegangan (*ripple*) yang dihasilkan oleh dioda *bridge*/penyearah.

Tegangan yang telah diperbaiki *ripple* – nya oleh dua buah kapasitor paralel 22uF/400V, akan masuk ke rangkaian *power* dan akan menghasilkan tegangan 15 volt. Lalu tegangan tersebut dihubungkan ke kaki 7 dari IC UC3842. Adapun fungsi IC UC3842 ini adalah sebagai pembangkit sinyal atau yang lebih sering dikenal dengan *pulse width modulation* (PWM). Setelah UC3842 membangkitkan frekuensi yang terkendali, lalu pada kaki 6 dari UC3842 akan memberikan sinyal ke *gate* dari mosfet STW10NK80Z yang mana digunakan mosfet yang sanggup bekerja sampai tiga kali lipat tegangan masukan yaitu sebesar 800 volt. Adapun kaki *source* dari mosfet STW10NK80Z terhubung dengan salah satu ujung dari lilitan sisi primer. Oleh karena tegangan DC yang mengalir pada sisi primer memiliki frekuensi yang telah dibangkitkan oleh osilator UC3842. Maka sifat dari transformator yaitu hanya dapat bekerja pada tegangan yang berfrekuensi, akan tercapai. Hal inilah yang mendasari terbangkitkannya induksi magnetik pada belitan primer dan pada kumparan sekunder sehingga dapat menghasilkan beda potensial/tegangan pada kumparan sekunder.

Tentunya osilator UC3842 ini yang berfungsi sebagai pembangkit sinyal membutuhkan *voltage feedback* untuk mengatur tegangan pada belitan sekunder sesuai dengan yang diinginkan. Pada rangkaian dapat kita lihat terdapat resistor variabel 20 Kohm yang diseri dengan resistor 47 Kohm yang sudah terhubung ke kaki 2 dari UC3842. Dengan mengatur resistor variabel kita dapat mengatur tegangan yang masuk kaki 2 dari osilator antara 0 - 5 volt. Inilah yang menjadi

fungsi dari osilator sebagai pengendali keluaran tegangan pada belitan sekunder. Lalu pada kaki 4 akan disambungkan pada kaki 8 melalui resistor dan kapasitor. Fungsi kaki 8 adalah tegangan referensi ( $V_{ref}$ ) yang bekerja pada tegangan 5 volt dan kaki 4 berfungsi untuk membangkitkan frekuensi yang dihasilkan dari  $R_T$  dan  $C_T$ . Tegangan keluaran pada belitan sekunder akan menghasilkan tegangan yang memiliki masing – masing *ground* (bersifat *floating*), sehingga dapat dihubungkan sebagai  $V_{cc}$  tiap pengendali IGBT yang berjumlah 6 buah.



Gambar 3.7 Rangkaian dalam IC UC3842

### 3.4 Desain Transformer

Dalam transformator terdapat perhitungan untuk menentukan jumlah lilitan primer dan sekunder agar dapat dihasilkan keluaran dengan tegangan rendah dan arus besar.



Gambar 3.8 Trafo secara umum

Untuk mendesain transformator yang akan digunakan pada perancangan *flyback regulator* yang akan digunakan untuk mencatu sistem penyaklaran IGBT

pada *inverter*. Maka terlebih dahulu memperhitungkan nilai tegangan *ripple* yang diinginkan setelah keluaran *diode bridge*.

Dengan menggunakan persamaan  $V_r = I T/C$ .

Dimana tegangan *input* ( $V_{AC}$ ) = 220Volt, setelah melalui *diode bridge* akan berubah berubah menjadi tegangan DC, sehingga besar tegangan akan menjadi :

$$\begin{aligned} V_{dcmax} &= V_{ac} \times 1,4142 - 1,2V \quad (1,2V \text{ adalah tegangan } drop \text{ pada } diode \text{ bridge}) \\ &= 220 \times 1,4142 - 1,2 \\ &= 309,926 \text{ Volt} \end{aligned}$$

Tegangan ini akan mengalirkan arus (I) sebesar :

$$\begin{aligned} I &= V_{dcmax} / R \\ &= 309,926 \text{ V} / 100 \text{ K}\Omega \\ &= 3,099 \text{ mA} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Nilai tegangan } ripple \ V_r &= (0,5 \times I_L \times T) / C \\ &= (0,5 \times 0,003099 \times 0,01) / 0,0001 \text{ F} \\ &= 0,15495 \text{ V} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Nilai } V_{dc \ min} &= V_{dcmax} - V_r \\ &= 309,926 \text{ V} - 0,15495 \text{ V} \\ &= 309,77105 \text{ V} \end{aligned}$$

Dan tegangan *output* pada keluaran/sisi sekunder ( $V_s$ ) = 15volt

Tahanan maksimal yang dapat diberikan pada sisi sekunder adalah :

$$R = \frac{V_0}{I_{IGBT}} = \frac{15}{0,017} = 882,35 \ \Omega \approx 900 \ \Omega$$

Maka dapat kita tentukan besar perbandingan lilitan pada sisi primer dan lilitan pada sisi sekunder :

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{I_2}{I_1} = \frac{N_1}{N_2}$$

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{N_1}{N_2} \rightarrow \frac{309,77105}{15} = \frac{N_1}{N_2} \rightarrow \frac{20}{1} \approx \frac{N_1}{N_2}$$

Adapun frekuensi *carrier* yang akan digunakan untuk *switch* transformator sebesar:

$$F = 50 \text{ KHz}$$

Sehingga besar *duty ration*nya menjadi :

$$D_{ratio} = \frac{1}{\left(\frac{V_2}{V_0}\right)\left(\frac{N_2}{N_1}\right) + 1} = \frac{1}{\left(\frac{311,1269}{15}\right)\left(\frac{1}{20}\right) + 1} = 0.5$$

Dimana besar *voltage rippel* yang diharapkan ialah :

$$\left(\frac{\Delta V_r}{V_r}\right) = \frac{D}{RCf} = \frac{0,5}{(900).(1000.10^{-6}).(70.10^3)} = 7,935.10^{-6}$$

Dengan diketahuinya *duty ratio*, maka dapat ditentukan besar arus pada transformator ( $I_{L_m}$ ) yaitu :

$$I_{L_m} = \frac{V_S^2}{V_1 DR} = \frac{(15)^2}{(311,1269)(0,5)(900)} = 1,607.10^{-4} A \approx 0,16 \text{ mA}$$

$$I_{L_m \text{ minimum}} = 20\%. I_{L_m} = 32 \mu A$$

Dapat juga menentukan besar induktansi yang akan dihasilkan pada belitan transformator, yaitu :

$$I_{L_m \text{ minimum}} = \frac{V_1 D}{(1 - D)^2 R} \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 - \frac{V_1 D T}{2L_m}$$

$$32 \mu A = \frac{(311,1269)(0,5) \left(\frac{1}{20}\right)^2}{(1 - 0,5)^2 900} - \frac{(311,1269)(0,5) \left(\frac{1}{15000}\right)}{2L_m}$$

$$32 \mu A = \frac{155,56345}{225} 2,5 \cdot 10^{-3} - \frac{0,0104}{2L_m}$$

$$2L_m = \frac{1,72848 \cdot 10^{-3}}{0,0104} = 0,1662H$$

$$L_m = 83 \text{ mH}$$

Dengan mengetahui besar induktansi yang dihasilkan pada transformator, maka banyaknya belitan yang akan digunakan pada sisi primer adalah :

$$L_m = \frac{\mu\mu_0 N^2 A}{2\pi r}$$

$$N^2 = \frac{L_m 2\pi r}{\mu\mu_0 A}$$

$$N^2 = \frac{83 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot \left(\frac{22}{7}\right) \cdot 13 \cdot 10^{-3}}{1470,4\pi \cdot 10^{-7} (\pi(5,75 \cdot 10^{-3})^2)}$$

$$N^2 = \frac{6,779 \cdot 10^{-3}}{1,91872 \cdot 10^{-7}}$$

$$N^2 = 35330,75$$

$$N = 187,96 \text{ lilitan}$$

Untuk menentukan tebal kawat yang digunakan pada lilitan primer dan sekunder, dilakukan perhitungan terhadap besar arus pada masing – masing lilitan. Ukuran luas penampang dalam koker dengan lebar penampang dalam koker 1.6 cm dan panjang penampang dalam koker 2,7 cm adalah:

$$\text{Luas penampang dalam koker} = 1,6 * 2,7 = 4,32\text{cm}^2$$

Luasan tersebut merupakan luasan efektif trafo =  $L_{\text{eff}}$ . Dengan mengetahui luas penampang dalam koker didapatkan, maka besar kapasitas trafo adalah:

$$(L_{\text{eff}})^2 \times \text{rugi-rugi dalam trafo} = (4,32)^2 \times 0,64 = 11,94 \text{ VA}$$

Setelah nilai besar kapasitas trafo diketahui, nilai arus dan tebal kabel yang digunakan pada sisi primer dan sekunder akan didapatkan yaitu:

Untuk arus primer:

$$\text{Arus primer} = \text{Kapasitas Trafo} / \text{Tegangan primer} = 11,94 / 310 = 0,038\text{A}$$

Maka dengan mengacu pada Tabel 3.1, kabel yang sebaiknya digunakan adalah kabel berdiameter 0,15 mm.

Dan untuk arus sekunder:

$$\text{Arus sekunder} = \text{Kapasitas Trafo} / \text{Tegangan sekunder} = 11,94 / 15 = 0,796\text{A}$$

Maka dengan mengacu Tabel 3.1, kabel yang sebaiknya digunakan adalah kabel berdiameter 0,7 mm.

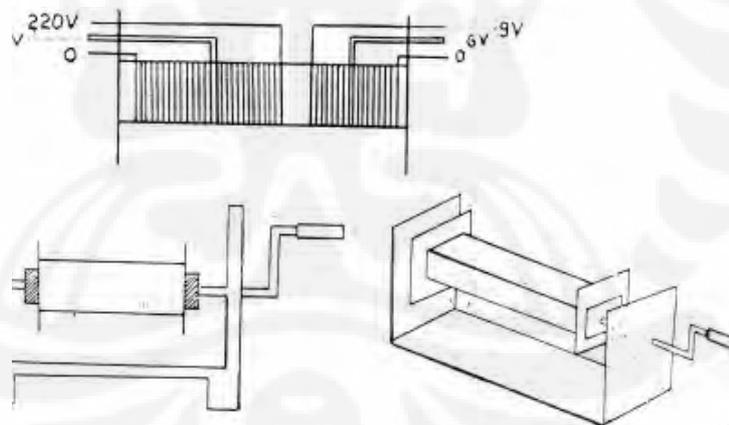
Garis tengah atau tebal kawat tembaga menentukan kemampuan kawat dilalui arus listrik. Bila listrik yang mengalir didalam kawat melebihi kemampuan dari kawat akan mengakibatkan kawat menjadi panas dan jika arus yang melaluinya jauh lebih besar dari kemampuan kawat, kawat akan terbakar dan putus. Berikut adalah Tabel 3.1 kabel terhadap arus yang dapat dilalui kabel tersebut.[5]

Tabel 3.1 Garis tebal kawat terhadap kemampuan hantar arus

<b>Garis tengah / Tebal Kawat (mm)</b>	<b>Kemampuan dilalui arus (A)</b>
0.1	0.016 – 0.024
0.15	0.035 – 0.053
0.2	0.063 – 0.094
0.25	0.098 – 0.147
0.3	0.141 – 0.212
0.35	0.190 – 0.289
0.4	0.251 – 0.377
0.45	0.318 – 0.477
0.5	0.390 – 0.588
0.6	0.566 – 0.849
0.7	0.770 – 1.16
0.8	1.01 – 1.51
0.9	1.27 – 1.91
1	1.57 – 2.36

1.5	3.53 – 5.3
2	6.28 – 9.42
2.5	9.82 – 14.73
3	14.14 – 21.20
3.5	19.24 – 28.86
4	25.14 – 37.71

Cara menggulung kawat trafo dipraktek dilakukan dengan melilitkan kawat secara merata kawat demi kawat. Antara kawat satu dengan yang lainnya diberi isolasi kertas tipis. Pembuatan cabang dari lilitan dilakukan dengan membengkokkan kawat diluar lilitan, untuk kemudian dilanjutkan menggulung lagi kawat sampai selesai. Guna melakukan itu semua pada lobang tempat gulungan dimasukkan sepotong kayu ukuran yang sesuai yang pada kedua belah ujung intinya dimasukkan as dari logam yang berhubungan dengan alat pemutar. Contoh pada Gambar 3.9 Apakah bagian primer atau sekunder yang digulung terlebih dulu tidak menjadi soal karena kedua akan memberi hasil yang sama.



Gambar 3.9 Cara menggulung trafo

## BAB IV

### DATA DAN ANALISA

#### 4.1 Pengujian Dan Analisa Rangkaian *Power*

Tegangan masukan yang diberikan pada *dioda bridge* sebesar 220 volt, sehingga tegangan keluaran yang akan dihasilkan setelah disearahkan sebesar :

$$V_{DC} = \sqrt{2}V_{AC} = 220\sqrt{2} \approx 311,1269V_{DC} \text{ (secara teori)}$$

Tegangan yang dihasilkan oleh *diode bridge* memiliki *drop* tegangan yang akan menjadi :  $V_r = V_M (T/RC)$

$$V_r = 311,1269(0,01/700.0,0002)$$

$$V_r = 22,22335 \text{ Volt}$$

$$\%V_r = \frac{V_r}{V_M} \times 100\%$$

$$\%V_r = \frac{22,22335}{311,12698} \times 100\%$$

$$\%V_r = 7,14\%$$

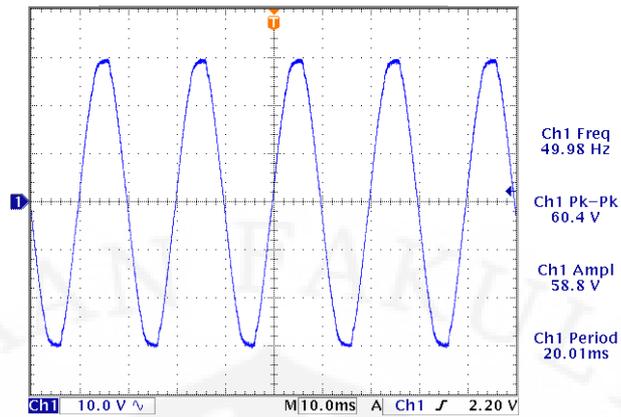
Tegangan yang diperoleh pada saat praktek, seperti pada Gambar 4.1 dan Tabel 4.1 :

$$V_{AC} = 212.1 \text{ volt}$$

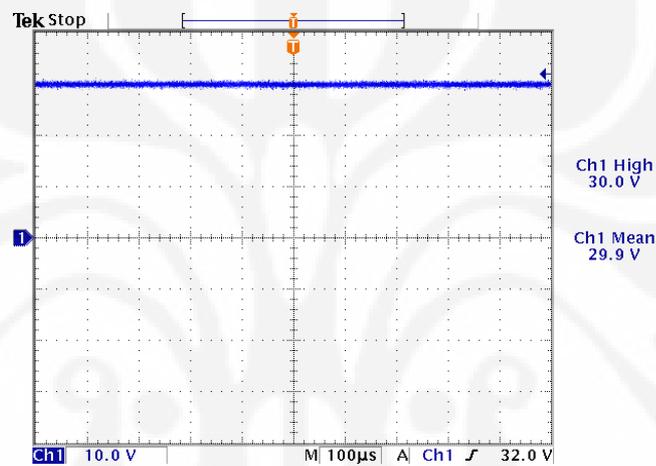
$$V_{DC} = 292.1 \text{ volt}$$

$$V_r = 20.86 \text{ volt}$$

$$\%V_r = 7.14\%$$

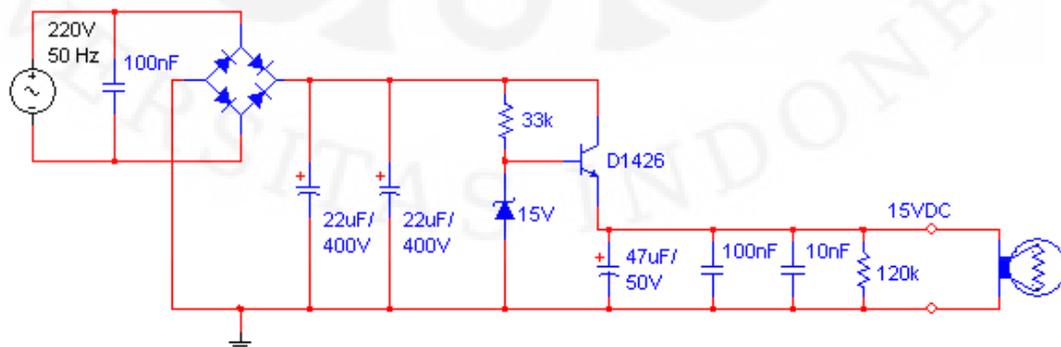


Gambar 4.1 Tegangan *input* AC dengan perbesaran *probe* 10 x



Gambar 4.2 Tegangan *input* DC dengan perbesaran 10 x

Untuk pengujian baik tidaknya rangkaian *power* tersebut akan dilakukan pemberian beban berupa lampu dan mengukur kembali tegangan keluarannya, apakah terjadi penurunan tegangan yang besar atau tidak. Gambar 4.1 menunjukkan cara menguji rangkaian dengan beban lampu.

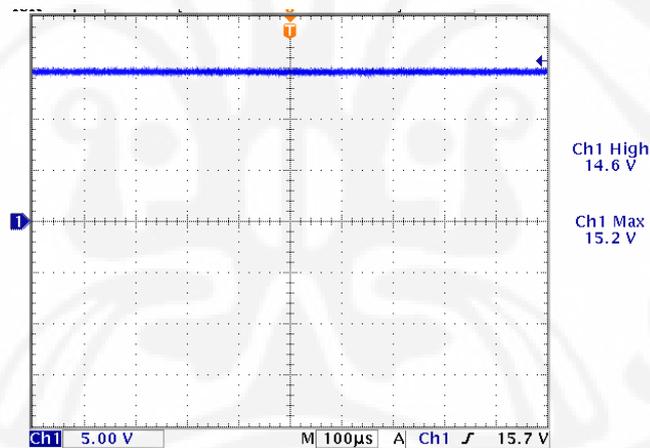


Gambar 4.3 Rangkaian pengujian *power* dengan lampu

Dari hasil pengujian rangkaian *power* setelah diberi beban lampu, didapatkan tegangan *output* dari rangkaian *power* adalah 14.8 volt (Tabel 4.1). Rangkaian *power* dapat menyalakan lampu, dan tetap terukur sesuai dengan tegangan yang diinginkan pada keluarannya. Sehingga rangkaian *power* ini dapat dikatakan baik, untuk digunakan pada rangkaian *flyback regulator* ini.

Tabel 4.1 Pengujian Rangkaian Power – Vcc

Parameter	Besar Tegangan (Volt)
AC input	212.1
DC output (Vcc)	15.2
DC output (dengan beban lampu)	14.8
DC output (terhubung trial IC)	14.78
DC out dari dioda <i>bridge</i>	292.1

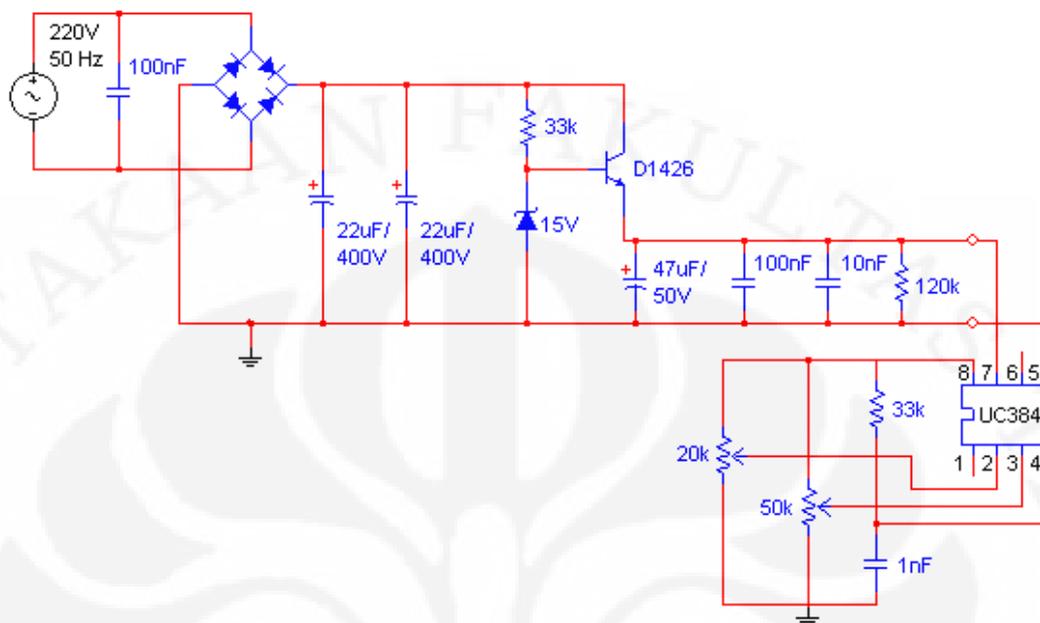


Gambar 4.4 Tegangan DC *Output* setelah diberi beban lampu

#### 4.2 Pengujian Dan Analisa IC UC3842

Untuk pengujian IC UC3842 dilakukan dengan cara menghubungkan rangkaian *power* yang telah dibuat dengan keluaran power masuk ke kaki 7 dari IC, dan pada kaki 8 dirangkai pada  $R_t = 33 \text{ KOhm}$  dan  $C_t = 1\text{nF}$ . Pada kaki 8 juga dirangkai dengan variabel resistor  $50\text{Kohm}$  yang terhubung ke kaki 3 (*feedback*), agar dapat diatur tegangan *feedback* – nya, dan juga variabel resistor  $20\text{Kohm}$

yang terhubung ke kaki 2 dari IC. Dengan mengatur kedua variabel resistor tersebut akan diperoleh *output* PWM yang sesuai dengan variasi Rt/Ct nya.

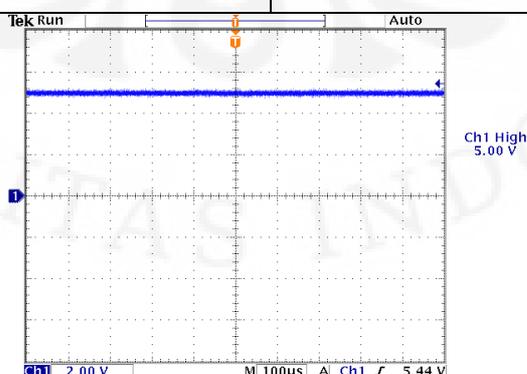


Gambar 4.5 Rangkaian pengujian IC UC3842

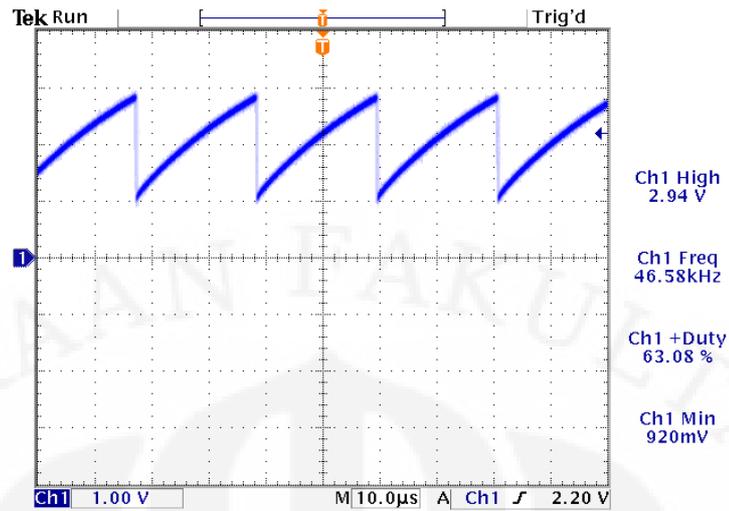
Dari hasil pengujian IC UC3842 ini didapatkan data pada Tabel 4.2

Tabel 4.2 Hasil pengujian IC UC3842

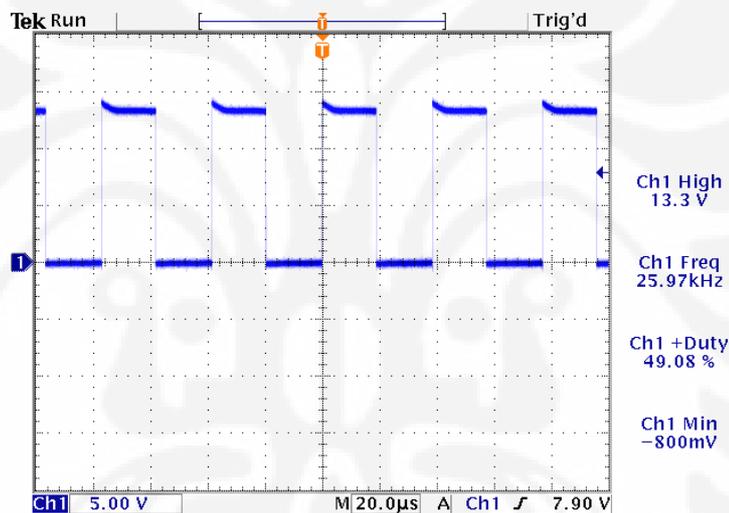
Parameter (kaki IC)	Besar Tegangan (Volt)
Oscilator (4)	2.92
Output (6)	13.3
Vcc (7)	14.43
Vref (8)	4.98



Gambar 4.6 Tegangan Vref (Test IC)



Gambar 4.7 Sinyal *oscillator* (Test IC)



Gambar 4.8 Sinyal *output* PWM (Test IC)

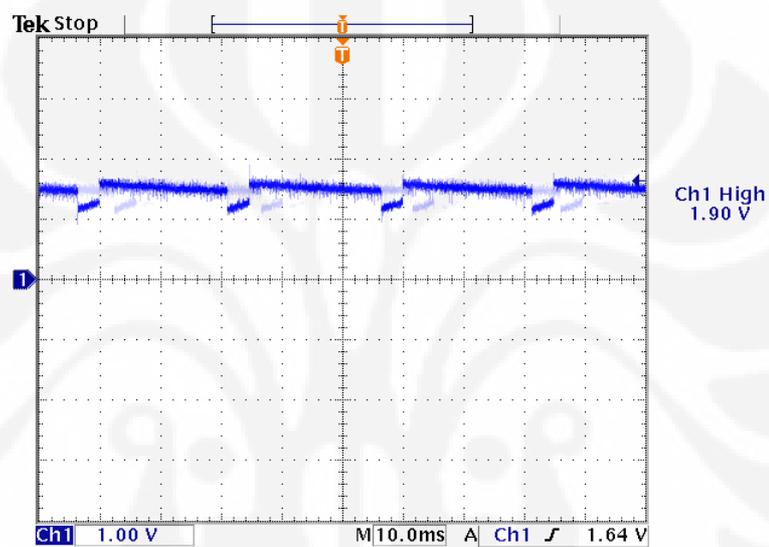
Dari hasil pengujian dapat kita lihat IC yang digunakan sudah dapat bekerja dengan baik dengan *output* yang sesuai dengan yang diinginkan.

### 4.3 Pengujian Dan Analisa *Flyback Regulator*

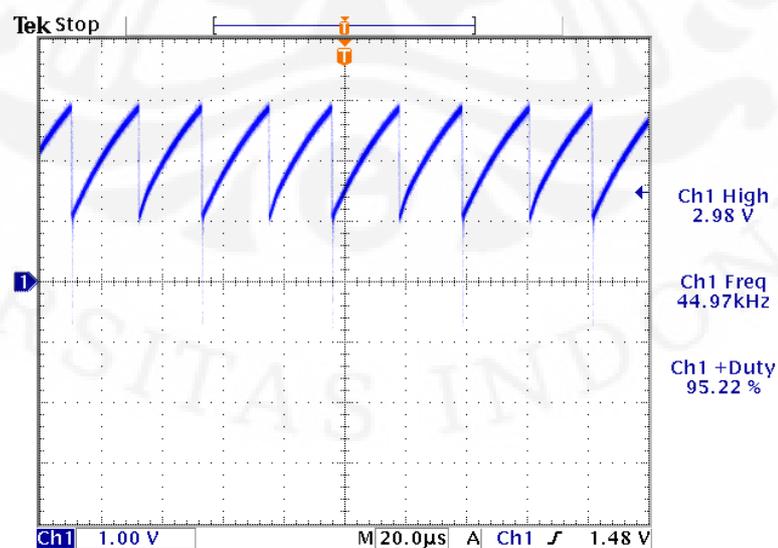
Setelah pengujian IC UC3842 dilakukan dan keluaran sesuai dengan yang diinginkan, IC dipindahkan dan dihubungkan dengan rangkaian *flyback regulator* yang telah dibuat. Setelah dilakukan pengujian rangkaian *flyback regulator* didapatkan hasil *output* tegangan seperti pada Tabel 4.4.

Tabel 4.3 Hasil pengujian IC pada rangkaian *flyback regulator*

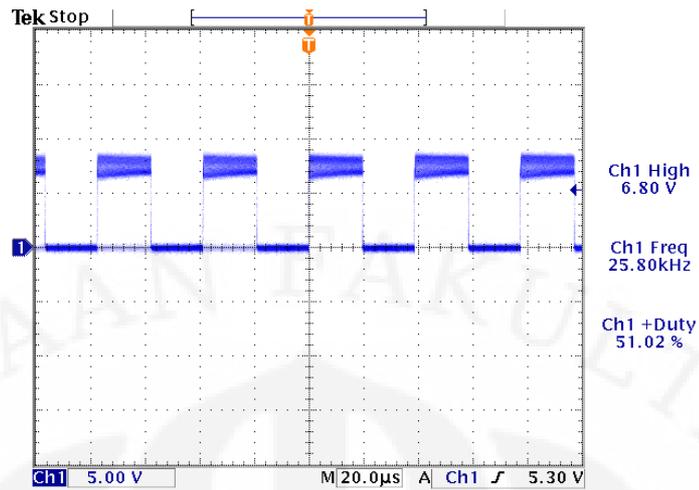
Parameter (kaki IC)	Besar Tegangan (Volt)
V Feedback (2)	1.90
Oscillator (4)	2.98
Output (6)	6.80
Vcc (7)	10.2
Vref (8)	5.12



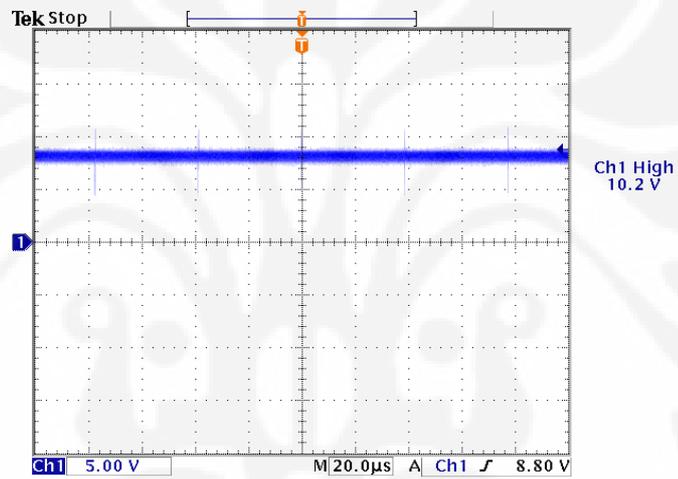
Gambar 4.9 Tegangan  $V_{feedback}$



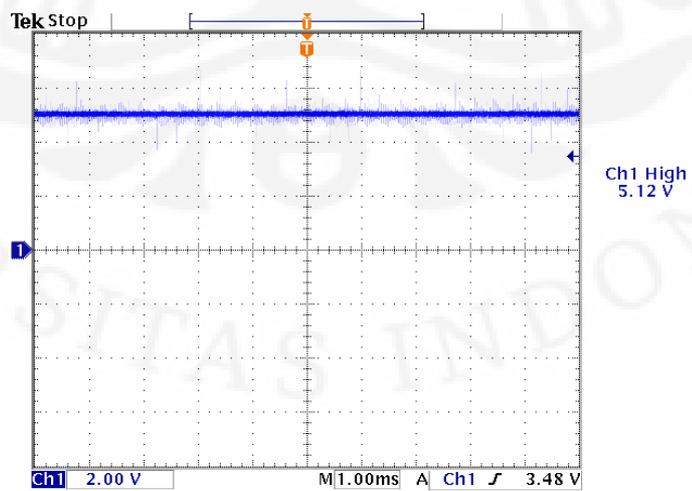
Gambar 4.10 Sinyal *Oscillator*



Gambar 4.11 Sinyal Output



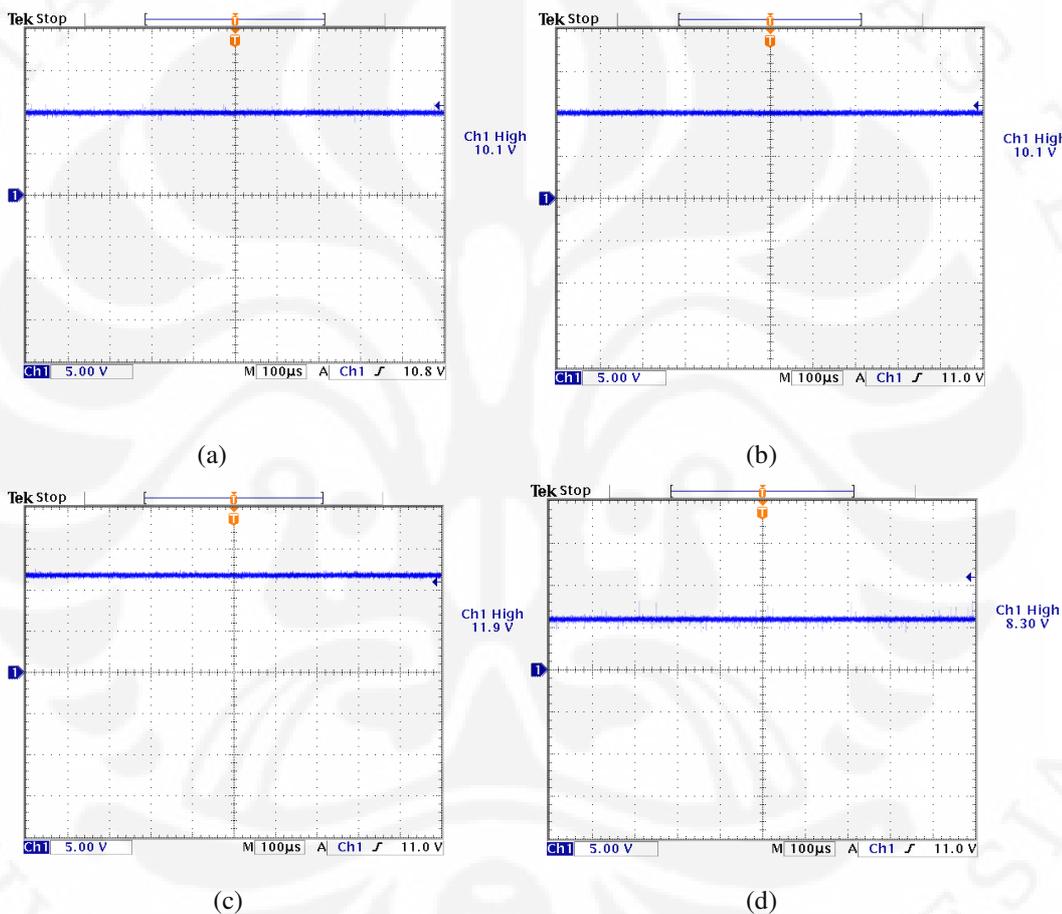
Gambar 4.12 Tegangan Vcc



Gambar 4.13 Tegangan V ref

Tabel 4.4 Hasil *output* rangkaian *flyback regulator* tanpa beban

Parameter	Besar Tegangan (Volt)
<i>Vout 1</i>	10.1
<i>Vout 2</i>	10.1
<i>Vout 3</i>	11.9
<i>Vout 4</i>	8.3

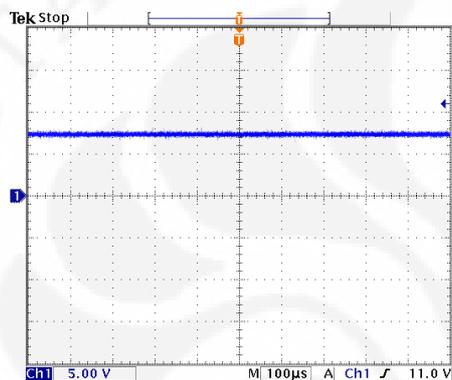


Gambar 4.14 Tegangan *output* tanpa beban (a) *Vout 1* (b) *Vout 2* (c) *Vout 3* (d) *Vout 4*

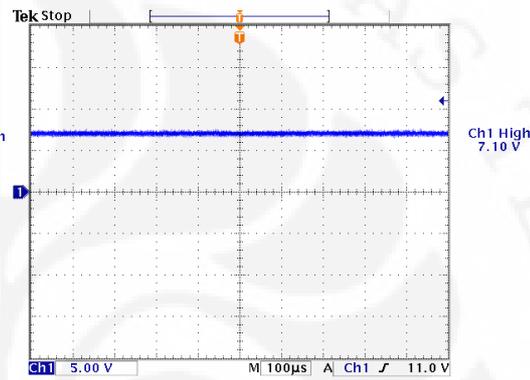
Dari hasil *output* tegangan dapat kita lihat bahwa tegangan belum mencapai 15 V yang diinginkan. Hal ini disebabkan karena kurang banyaknya lilitan pada kumparan sekunder. Sehingga lilitan harus ditambah untuk mendapatkan tegangan 15 V.

Tabel 4.5 Hasil *output* rangkaian *flyback regulator* dengan beban R 100 ohm

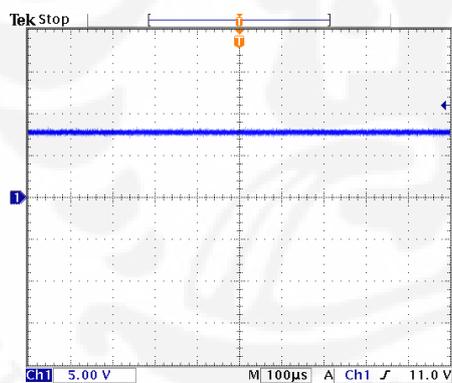
Parameter	Besar Tegangan (Volt)
<i>Vout 1</i>	7.4
<i>Vout 2</i>	7.1
<i>Vout 3</i>	7.8
<i>Vout 4</i>	4.7



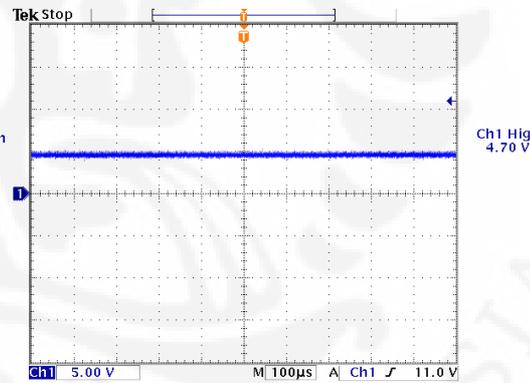
(a)



(b)



(c)



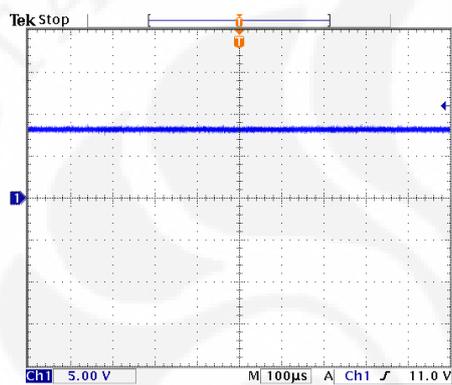
(d)

Gambar 4.15 Tegangan *output* beban R 100 ohm (a) *Vout 1* (b) *Vout 2* (c) *Vout 3* (d) *Vout 4*

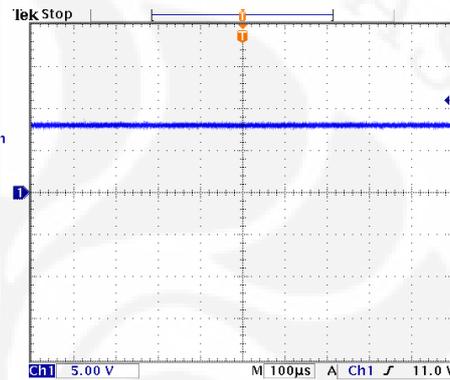
Pada saat tegangan *output* diberi beban resistor 100 Ohm, tegangan dari masing – masing *output* – an turun dari tegangan sebelumnya yang tanpa beban.

Tabel 4.6 Hasil *output* rangkaian *flyback regulator* dengan beban lampu DC 12V

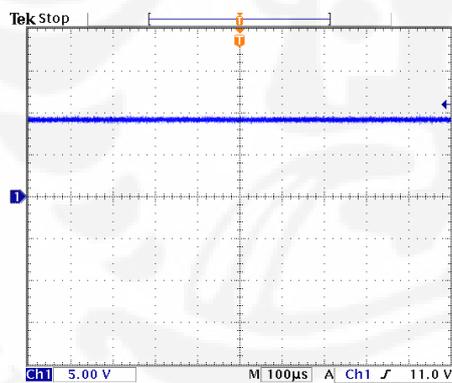
Parameter	Besar Tegangan (Volt)	Kondisi Lampu
$V_{out 1}$	8.2	Hidup
$V_{out 2}$	8.0	Hidup
$V_{out 3}$	9.2	Hidup
$V_{out 4}$	6.0	Mati



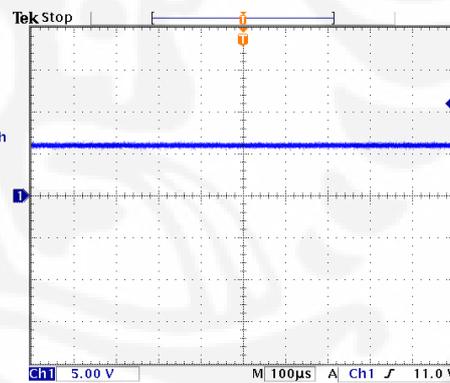
(a)



(b)



(c)



(d)

Gambar 4.16 Tegangan *output* beban lampu DC (a)  $V_{out 1}$  (b)  $V_{out 2}$  (c)  $V_{out 3}$  (d)  $V_{out 4}$

## BAB V

### KESIMPULAN

#### 5.1 Kesimpulan

Berdasarkan rancang bangun *flyback regulator* untuk mencatu sistem penyaklaran IGBT ini dapat disimpulkan :

1. Rangkaian *power* sudah dapat mencatu tegangan untuk suplai tegangan *flyback regulator*.
2. *Flyback regulator* dapat digunakan untuk step – down dengan merubah tegangan dari 291 VDC ke tegangan 8.3 – 11.8 VDC.
3. Transformator berfungsi sebagai isolasi, sehingga tegangan output dari *flyback regulator* dapat bersifat *floating*.
4. *Flyback regulator* baru dapat digunakan untuk menghasilkan 4 *output power*, dengan besar tegangan masih dibawah 15 VDC.
5. Penggunaan rangkaian *flyback regulator* hanya menggunakan satu rangkaian pengendali untuk tegangan *output* nya, dimana tiap tegangan *output* nya akan menghasilkan besar tegangan yang berbeda-beda dan memiliki *ground* masing-masing/ *floating*.
6. Dengan diberikan beban pada keluaran sekunder , maka tegangan keluaran akan semakin kecil dibandingkan dengan tanpa beban.

## DAFTAR PUSTAKA

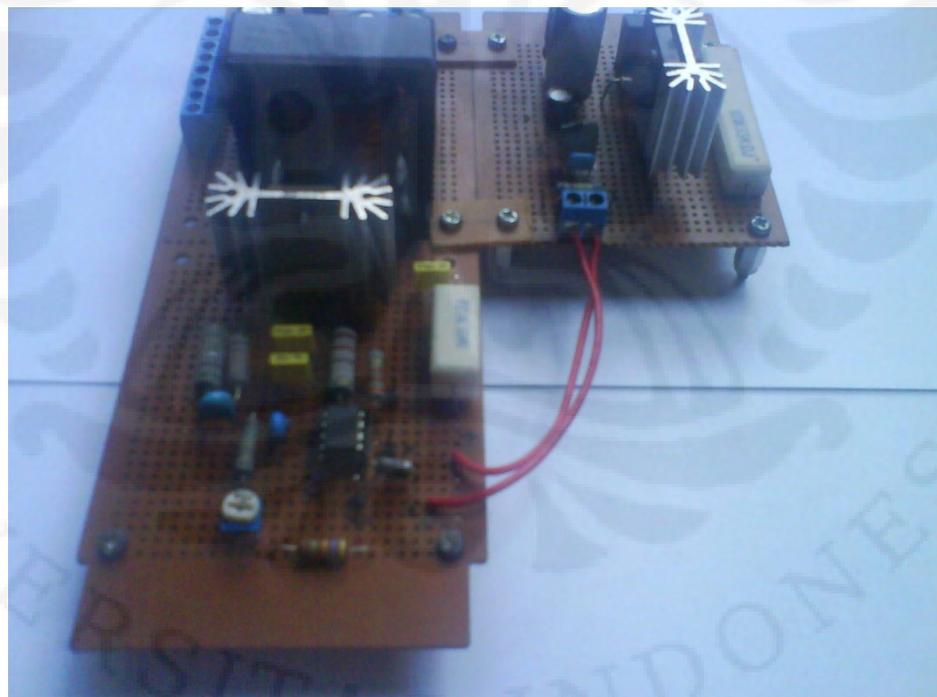
- [1] Kazimierczuk, Marian. (2008). *Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters*. Wright state University Dayton, Ohio, USA.
- [2] Hart, Daniel W. *Introduction To Power Electronics: International Edition*. Prentice Hall International. London. (1997).
- [3] Pressman, Abraham I. *Switching Power supply Design*. McGraw Hill. New York. (1999).
- [4] Johar, Arif Taufiq. (2010). *Menggulung Trafo-Perhitungan Praktis Lilitan Trafo*. Mei 07, 2010. <http://guru.technosains.com/MenggulungTrafo.htm>
- [5] Wikipedia. (2010, Juli 14). *Transformers*. Juli 02, 2010. <http://en.wikipedia.org/wiki/Transformers>
- [6] Tampubolon, Friedolin Hasian. (2010). *Perancangan Switching Power Supply Untuk Mencatu Sistem Pensaklaran IGBT pada Inverter*. Depok.

**LAMPIRAN**

**FOTO ALAT DAN DATASHEET**



Tampak Atas



Tampak Kiri



Tampak Depan



Tampak Kanan



# UC2842B/3B/4B/5B UC3842B/3B/4B/5B

## HIGH PERFORMANCE CURRENT MODE PWM CONTROLLER

- TRIMMED OSCILLATOR FOR PRECISE FREQUENCY CONTROL
- OSCILLATOR FREQUENCY GUARANTEED AT 250kHz
- CURRENT MODE OPERATION TO 500kHz
- AUTOMATIC FEED FORWARD COMPENSATION
- LATCHING PWM FOR CYCLE-BY-CYCLE CURRENT LIMITING
- INTERNALLY TRIMMED REFERENCE WITH UNDERVOLTAGE LOCKOUT
- HIGH CURRENT TOTEM POLE OUTPUT
- UNDERVOLTAGE LOCKOUT WITH HYSTERESIS
- LOW START-UP AND OPERATING CURRENT



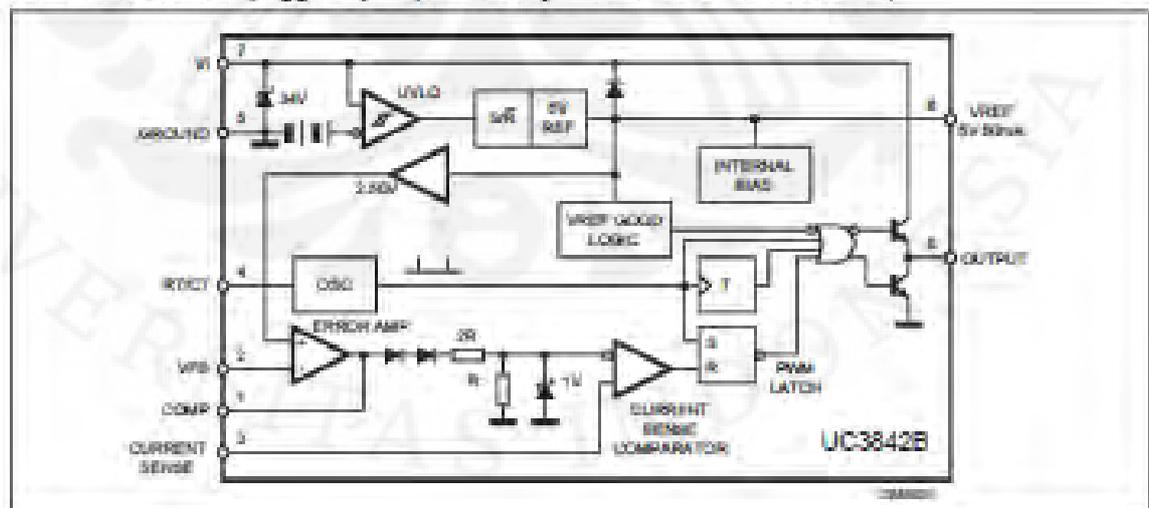
comparator which also provides current limit control, and a totem pole output stage designed to source or sink high peak current. The output stage, suitable for driving N-Channel MOSFETs, is low in the off-state.

Differences between members of this family are the under-voltage lockout thresholds and maximum duty cycle ranges. The UC3842B and UC3844B have UVLO thresholds of 16V (on) and 10V (off). Ideally suited off-line applications. The corresponding thresholds for the UC3843B and UC3845B are 6.5V and 7.9V. The UC3842B and UC3843B can operate to duty cycles approaching 100%. A range of the zero to ~50% is obtained by the UC3844B and UC3845B by the addition of an internal toggle flip flop which blanks the output off every other clock cycle.

### DESCRIPTION

The UC384xB family of control ICs provides the necessary features to implement off-line or DC to DC fixed frequency current mode control schemes with a minimal external parts count. Internally implemented circuits include a trimmed oscillator for precise DUTY CYCLE CONTROL under voltage lock-out featuring start-up current less than 0.5mA, a precision reference trimmed for accuracy at the error amp input, logic to insure latched operation, a PWM

### BLOCK DIAGRAM (toggle flip flop used only in UC3844B and UC3845B)



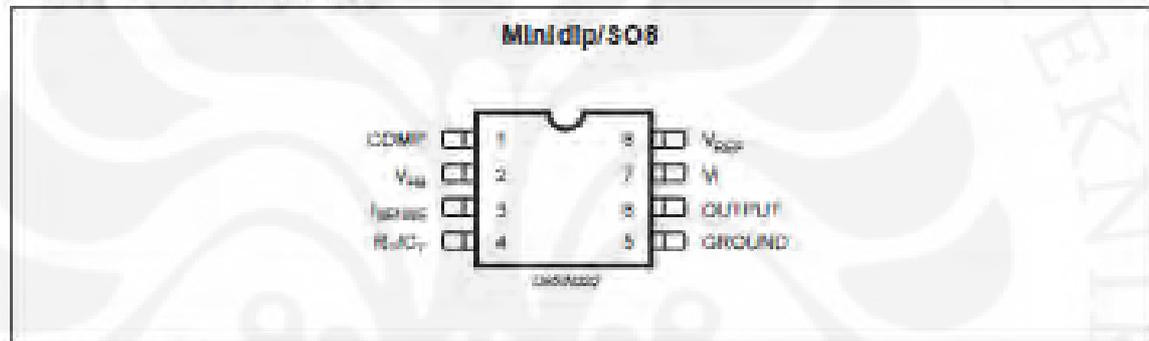
**UC2842B/3B/4B/5B - UC3842B/3B/4B/5B**

**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS**

Symbol	Parameter	Value	Unit
$V_i$	Supply Voltage (low impedance source)	30	V
$V_i$	Supply Voltage ( $I_i < 30\text{mA}$ )	Self Limiting	
$I_o$	Output Current	±1	A
$E_o$	Output Energy (capacitive load)	5	μJ
	Analog Inputs (pins 2, 3)	-0.3 to 5.5	V
	Error Amplifier Output Sink Current	10	mA
$P_{tot}$	Power Dissipation at $T_{amb} < 25^\circ\text{C}$ (Minidip)	1.25	W
$P_{tot}$	Power Dissipation at $T_{amb} < 25^\circ\text{C}$ (SO8)	800	mW
$T_{stg}$	Storage Temperature Range	-65 to 150	$^\circ\text{C}$
$T_j$	Junction Operating Temperature	-40 to 150	$^\circ\text{C}$
$T_L$	Lead Temperature (soldering 10s)	300	$^\circ\text{C}$

\* All voltages are with respect to pin 5, all currents are positive into the specified terminal.

**PIN CONNECTION (top view)**



**PIN FUNCTIONS**

No.	Function	Description
1	COMP	This pin is the Error Amplifier output and is made available for loop compensation.
2	$V_{ref}$	This is the inverting input of the Error Amplifier. It is normally connected to the switching power supply output through a resistor divider.
3	$I_{sense}$	A voltage proportional to inductor current is connected to this input. The PWM uses this information to terminate the output switch conduction.
4	$R_f/C_f$	The oscillator frequency and maximum Output duty cycle are programmed by connecting resistor $R_f$ to $V_{ref}$ and capacitor $C_f$ to ground. Operation to 500kHz is possible.
5	GROUND	This pin is the combined control circuitry and power ground.
6	OUTPUT	This output directly drives the gate of a power MOSFET. Peak currents up to 1A are sourced and sunk by this pin.
7	$V_{cc}$	This pin is the positive supply of the control IC.
8	$V_{ref}$	This is the reference output. It provides charging current for capacitor $C_f$ through resistor $R_f$ .

**ORDERING NUMBERS**

SO8	Minidip
UC2842BD1; UC3842BD1 UC2843BD1; UC3843BD1 UC2844BD1; UC3844BD1 UC2845BD1; UC3845BD1	UC2842BN; UC3842BN UC2843BN; UC3843BN UC2844BN; UC3844BN UC2845BN; UC3845BN

**THERMAL DATA**

Symbol	Description	Min/Typ	SO8	Unit
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance Junction-ambient.	max. 100	150	$^{\circ}\text{C/W}$

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ( [note 1] Unless otherwise stated, these specifications apply for  $-25 \leq T_{amb} \leq 85^{\circ}\text{C}$  for UC284XB;  $0 \leq T_{amb} \leq 70^{\circ}\text{C}$  for UC384XB;  $V_I = 15\text{V}$  (note 5);  $R_T = 10\text{K}$ ;  $C_T = 3.3\text{nF}$ )

Symbol	Parameter	Test Conditions	UC284XB			UC384XB			Unit
			Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
<b>REFERENCE SECTION</b>									
$V_{out}$	Output Voltage	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$ , $I_L = 1\text{mA}$	4.95	5.00	5.05	4.90	5.00	5.10	V
$\Delta V_{out}$	Line Regulation	$12\text{V} \leq V_I \leq 25\text{V}$		2	20		2	20	mV
$\Delta V_{out}$	Load Regulation	$1 \leq I_L \leq 20\text{mA}$		3	25		3	25	mV
$\Delta V_{out}/\Delta T$	Temperature Stability	(Note 2)		0.2			0.2		mV/ $^{\circ}\text{C}$
	Total Output Variation	Line, Load, Temperature	4.9		5.1	4.82		5.18	V
$e_n$	Output Noise Voltage	$10\text{Hz} \leq f \leq 10\text{kHz}$ , $T_J = 25^{\circ}\text{C}$ (note 2)		50			50		$\mu\text{V}$
	Long Term Stability	$T_{amb} = 125^{\circ}\text{C}$ , 1000Hrs (note 2)		5	25		5	25	mV
$I_{sc}$	Output Short Circuit		-30	-100	-180	-30	-100	-180	mA
<b>OSCILLATOR SECTION</b>									
$f_{osc}$	Frequency	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$ $T_A = T_{low}$ to $T_{high}$ $T_J = 25^{\circ}\text{C}$ ( $R_T = 8.2\text{k}$ , $C_T = 1\text{nF}$ )	48	52	55	48	52	55	KHz
$\Delta f_{osc}/\Delta V$	Frequency Change with Volt.	$V_{osc} = 12\text{V}$ to $25\text{V}$	-	0.2	1	-	0.2	1	%
$\Delta f_{osc}/\Delta T$	Frequency Change with Temp.	$T_A = T_{low}$ to $T_{high}$	-	1	-	-	0.5	-	%
$V_{osc}$	Oscillator Voltage Swing	(peak to peak)	-	1.5	-	-	1.5	-	V
$I_{avg}$	Discharge Current ( $V_{osc} = 2\text{V}$ )	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$ $T_A = T_{low}$ to $T_{high}$	7.8	8.3	8.8	7.8	8.3	8.8	mA
			7.5	-	8.8	7.6	-	8.8	mA
<b>ERROR AMP SECTION</b>									
$V_I$	Input Voltage	$V_{REF} = 2.5\text{V}$	2.45	2.50	2.55	2.42	2.50	2.58	V
$I_b$	Input Bias Current	$V_{IN} = 5\text{V}$		-0.1	-1		-0.1	-2	$\mu\text{A}$
	$A_{VOL}$	$2\text{V} \leq V_O \leq 4\text{V}$	65	90		65	90		dB
BW	Unity Gain Bandwidth	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	0.7	1		0.7	1		MHz
PSRR	Power Supply Rejec. Ratio	$12\text{V} \leq V_I \leq 25\text{V}$	60	70		60	70		dB
$I_o$	Output Sink Current	$V_{REF} = 2.7\text{V}$ , $V_{REF} = 1.1\text{V}$	2	12		2	12		mA
$I_o$	Output Source Current	$V_{REF} = 2.3\text{V}$ , $V_{REF} = 5\text{V}$	-0.5	-1		-0.5	-1		mA
	$V_{out}$ High	$V_{REF} = 2.3\text{V}$ ; $R_L = 15\text{K}\Omega$ to Ground	5	6.2		5	6.2		V
	$V_{out}$ Low	$V_{REF} = 2.7\text{V}$ ; $R_L = 15\text{K}\Omega$ to Pin 8		0.8	1.1		0.8	1.1	V
<b>CURRENT SENSE SECTION</b>									
$G_V$	Gain	(note 3 & 4)	2.85	3	3.15	2.85	3	3.15	V/V
$V_I$	Maximum Input Signal	$V_{REF} = 5\text{V}$ (note 3)	0.9	1	1.1	0.9	1	1.1	V
SVR	Supply Voltage Rejection	$12 \leq V_I \leq 25\text{V}$ (note 3)		70			70		dB
$I_b$	Input Bias Current			-2	-10		-2	-10	$\mu\text{A}$
	Delay to Output			150	300		150	300	ns

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)**

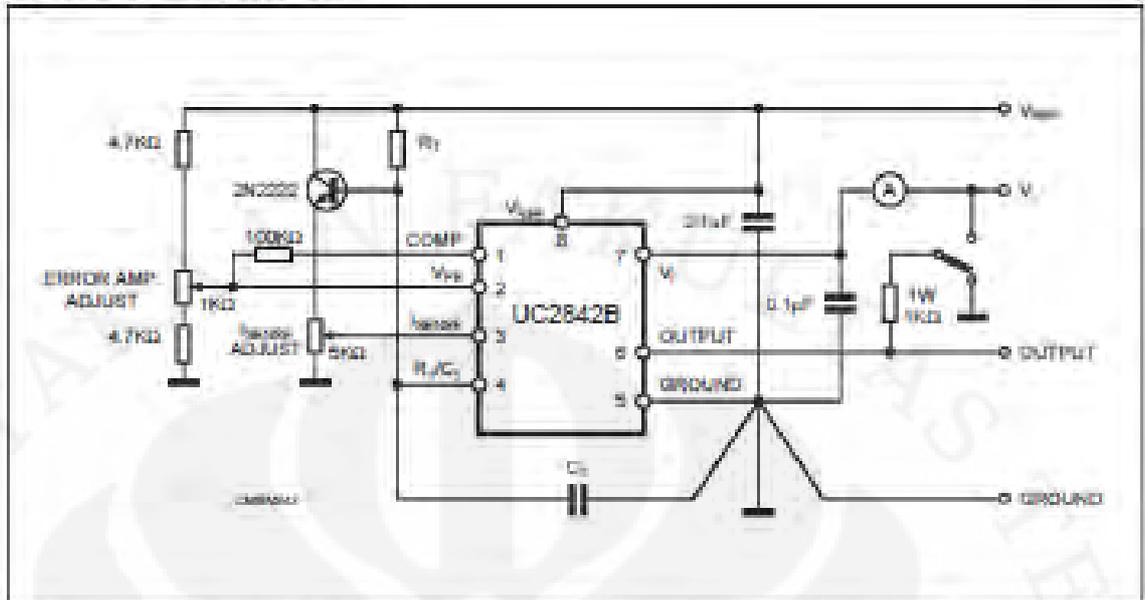
Symbol	Parameter	Test Conditions	UC284XB			UC384XB			Unit
			Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
<b>OUTPUT SECTION</b>									
$V_{OL}$	Output Low Level	$I_{LOAD} = 20mA$		0.1	0.4		0.1	0.4	V
		$I_{LOAD} = 200mA$		1.6	2.2		1.6	2.2	V
$V_{OH}$	Output High Level	$I_{SOURCE} = 20mA$	13	13.5		13	13.5		V
		$I_{SOURCE} = 200mA$	12	13.5		12	13.5		V
$V_{OL1}$	UVLO Saturation	$V_{OC} = 5V; I_{LOAD} = 1mA$		0.1	1.1		0.1	1.1	V
$t_r$	Rise Time	$T_J = 25^\circ C; C_L = 1nF (2)$		50	150		50	150	ns
$t_f$	Fall Time	$T_J = 25^\circ C; C_L = 1nF (2)$		50	150		50	150	ns
<b>UNDER-VOLTAGE LOCKOUT SECTION</b>									
	Start Threshold	X842B/4B	15	16	17	14.5	16	17.5	V
		X843B/5B	7.8	8.4	9.0	7.8	8.4	9.0	V
	Min. Operating Voltage After Turn-on	X842B/4B	9	10	11	8.5	10	11.5	V
		X843B/5B	7.0	7.6	8.2	7.0	7.6	8.2	V
<b>PWM SECTION</b>									
	Maximum Duty Cycle	X842B/3B	94	96	100	94	96	100	%
		X844B/5B	47	48	50	47	48	50	%
	Minimum Duty Cycle			0			0	%	
<b>TOTAL STANDBY CURRENT</b>									
$I_{SC}$	Start-up Current	$V_I = 6.5V$ for UCX843B/45B		0.3	0.5		0.3	0.5	mA
		$V_I = 14V$ for UCX842B/44B		0.3	0.5		0.3	0.5	mA
$I_L$	Operating Supply Current	$V_{REG} = V_{REG} = 0V$		12	17		12	17	mA
$V_Z$	Zener Voltage	$I_Z = 25mA$	30	36		30	36	V	

- Notes : 1. Max package power dissipation limits must be respected; low duty cycle pulse techniques are used during test maintain  $T_J$  as close to  $T_{amb}$  as possible.  
 2. These parameters, although guaranteed, are not 100% tested in production.  
 3. Parameter measured at trip point of latch with  $V_{REG} = 0$ .  
 4. Gain defined as:  

$$A = \frac{-A \cdot V_{REG}}{\Delta V_{REG}}; 0 \leq V_{REG} \leq 0.6V$$

$$\Delta V_{REG}$$
  
 5. Adjust  $V_A$  above the start threshold before setting at 15 V.

Figure 1: Open Loop Test Circuit.



High peak currents associated with capacitive loads necessitate careful grounding techniques. Timing and bypass capacitors should be connected close

to pin 5 in a single point ground. The transistor and 5kΩ potentiometer are used to sample the oscillator waveform and apply an adjustable ramp to pin 3.

Figure 2: Timing Resistor vs. Oscillator Frequency

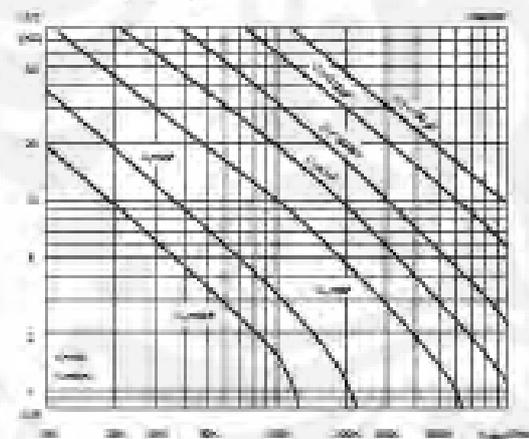


Figure 3: Output Dead-Time vs. Oscillator Frequency

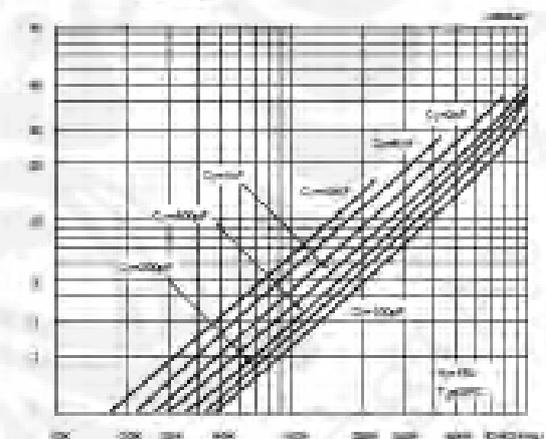


Figure 4: Oscillator Discharge Current vs. Temperature.

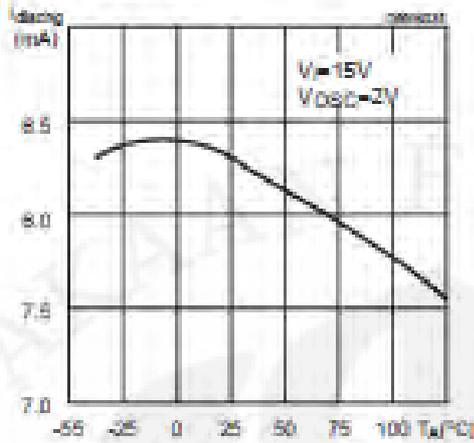


Figure 5: Maximum Output Duty Cycle vs. Timing Resistor.

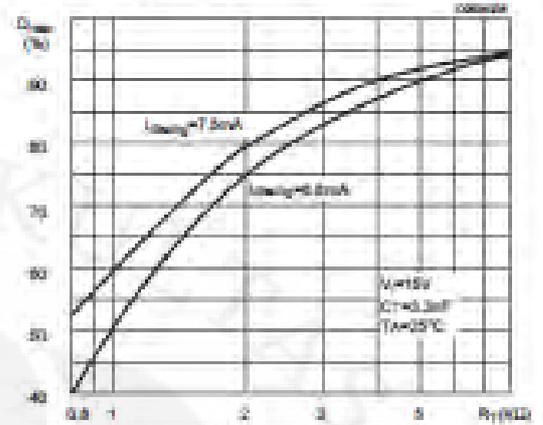


Figure 6: Error Amp Open-Loop Gain and Phase vs. Frequency.

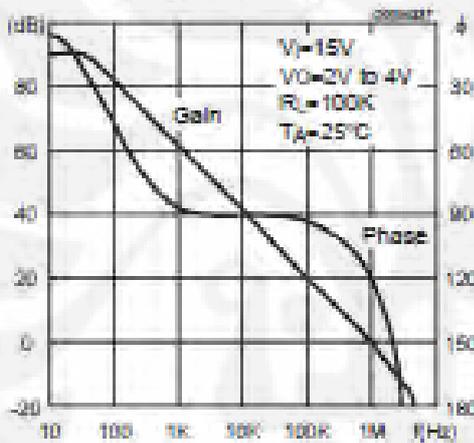


Figure 7: Current Sense Input Threshold vs. Error Amp Output Voltage.

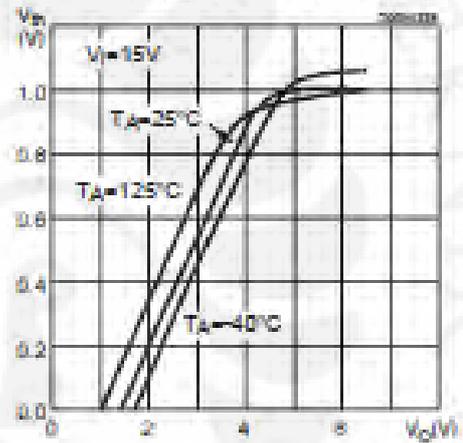


Figure 8: Reference Voltage Change vs. Source Current.

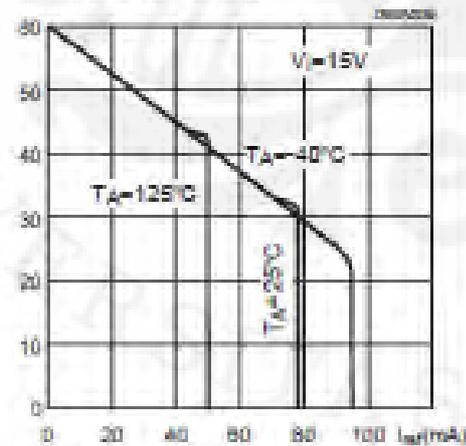


Figure 9: Reference Short Circuit Current vs. Temperature.

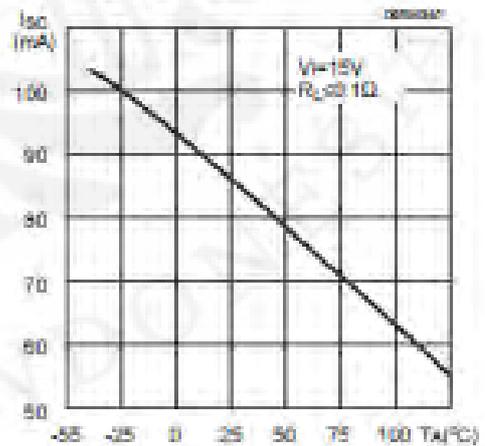


Figure 10: Output Saturation Voltages vs. Load Current.

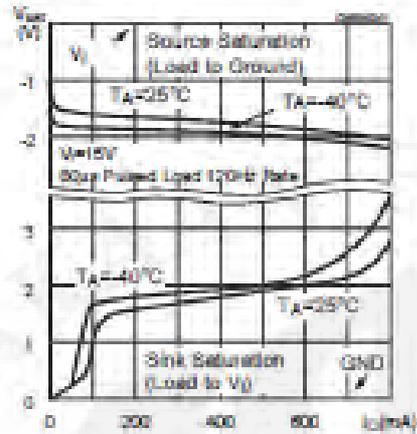


Figure 12: Output Waveform.



Figure 14: Oscillator and Output Waveforms.

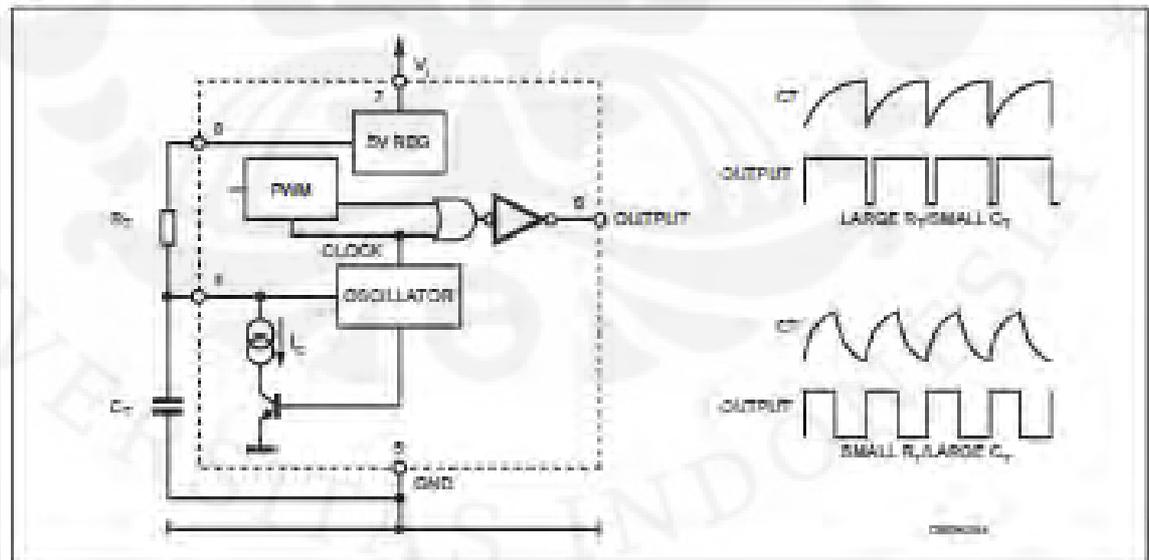


Figure 11: Supply Current vs. Supply Voltage.

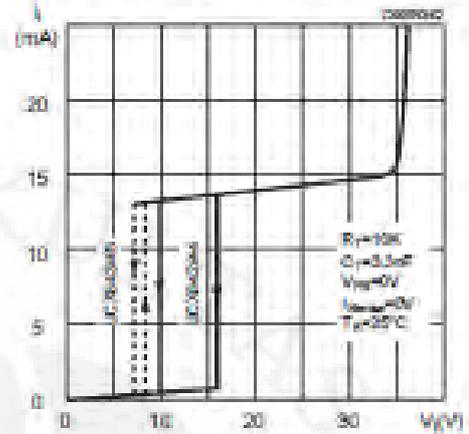
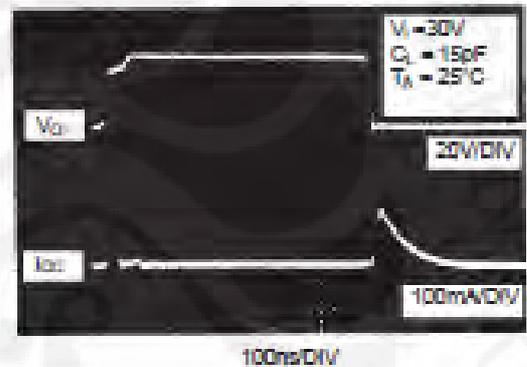


Figure 13: Output Cross Conduction





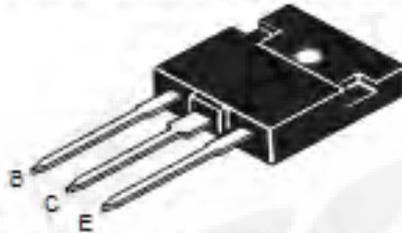
Continental Device India Limited  
 An ISO 9002 and IECQ Certified Manufacturer



**NPN HIGH VOLTAGE SILICON POWER TRANSISTORS**

**CSD1426F**

**TO-3P Fully Isolated Plastic Package**



Colour TV Horizontal Output Applications.

**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Ta=25°C unless specified otherwise)**

DESCRIPTION	SYMBOL	VALUE	UNIT
Collector Base Voltage	$V_{CBO}$	1500	V
Collector Emitter Voltage	$V_{CEO}$	600	V
Emitter Base Voltage	$V_{EBO}$	5.0	V
Collector Current -Continuous	$I_C$	3.5	A
Emitter Current	$I_E$	-3.5	A
Collector Power Dissipation @ Tc=25°C	$P_C$	34	W
Junction Temperature	$T_J$	150	°C
Storage Temperature Range	$T_{stg}$	-55 to +150	°C

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Ta=25°C unless specified otherwise)**

DESCRIPTION	SYMBOL	TEST CONDITION	MIN	TYP	MAX	UNIT
Collector Cut off Current	$I_{CBO}$	$V_{CE}=500V, I_E=0$			10	$\mu A$
Emitter Base Breakdown Voltage	$V_{EB0}$	$I_E=200mA, I_C=0$	5.0			V
DC Current Gain	$\beta_{DC}$	$I_C=0.5A, V_{CE}=5V$	8			
Collector Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)}$	$I_C=3A, I_B=0.8A$			8	V
Base Emitter Saturation Voltage	$V_{BE(sat)}$	$I_C=3A, I_B=0.8A$			1.5	V
Forward Voltage ( Damper Diode)	$-V_F$	$I_F=3.5A$			2.0	V

**DYNAMIC CHARACTERISTICS (Ta=25°C unless specified otherwise)**

DESCRIPTION	SYMBOL	TEST CONDITION	MIN	TYP	MAX	UNIT
Transition Frequency	$f_T$	$V_{CE}=10V, I_C=100mA$		3		MHz
Collector Output Capacitance	$C_{ob}$	$V_{CE}=10V, I_C=0, f=1MHz$		95		pF

**SWITCHING CHARACTERISTICS**

Fall Time	$t_f$	$I_{CE}=3A, I_{E1}(end)=0.8A$			1.0	$\mu s$
-----------	-------	-------------------------------	--	--	-----	---------



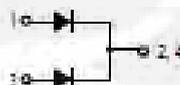
## SWITCHMODE™ Power Rectifiers

... using the Schottky Barrier principle with a platinum barrier metal. These state-of-the-art devices have the following features:

- 20 Amps Total (10 Amps Per Diode Leg)
- Guard-Ring for Stress Protection
- Low Forward Voltage
- 150°C Operating Junction Temperature
- Guaranteed Reverse Avalanche
- Epoxy Meets UL94, V0 at 1/8"
- Low Power Loss/High Efficiency
- High Surge Capacity
- Low Stored Charge Majority Carrier Conduction

### Mechanical Characteristics:

- Case: Epoxy Molded
- Weight: 1.9 grams (approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead Temperature for Soldering Purposes: 260°C max. for 10 seconds
- Shipped 50 units per plastic tube
- Marking: B2060, B2070, B2080, B2090, B20100



**MBR2060CT  
 MBR2070CT  
 MBR2080CT  
 MBR2090CT  
 MBR20100CT**

MBR2060CT and MBR2090CT are Motorola Preferred Devices

**SCHOTTKY BARRIER  
 RECTIFIERS  
 20 AMPERES  
 60-100 VOLTS**



**CASE 221A-08  
 TOL-220AB  
 PLASTIC**

### MAXIMUM RATINGS PER DIODE LEG

Rating	Symbol	MBR					Unit
		2060CT	2070CT	2080CT	2090CT	20100CT	
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	VRRM VRWM V <sub>R</sub>	60	70	80	90	100	Volts
Average Rectified Forward Current (Rated V <sub>R</sub> , T <sub>C</sub> = 133°C)	I <sub>F(AV)</sub>	10					Amps
Peak Repetitive Forward Current (Rated V <sub>R</sub> , Square Wave, 20 kHz) T <sub>C</sub> = 133°C	I <sub>F(M)</sub>	20					Amps
Nonrepetitive Peak Surge Current (Surge applied at rated load conditions halfwave, single phase, 60 Hz)	I <sub>F(SM)</sub>	150					Amps
Peak Repetitive Reverse Surge Current (2.0 μs, 1.0 kHz)	I <sub>RRM</sub>	0.5					Amp
Operating/Junction Temperature	T <sub>J</sub>	-55 to +150					°C
Storage Temperature	T <sub>stg</sub>	-65 to +175					°C
Voltage Rate of Change (Rated V <sub>R</sub> )	dv/dt	10000					V/μs

### THERMAL CHARACTERISTICS

Maximum Thermal Resistance — Junction to Case — Junction to Ambient	R <sub>θJC</sub> R <sub>θJA</sub>	1.0 67	°C/W
--	--------------------------------------	-----------	------

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS PER DIODE LEG**

Rating	Symbol	MBR					Unit
		Z080A(1)	Z070A(1)	Z060A(1)	Z050A(1)	Z040A(1)	
Maximum Instantaneous Forward Voltage (1) (I <sub>F</sub> = 10 Amps, T <sub>C</sub> = 125°C) (I <sub>F</sub> = 10 Amps, T <sub>C</sub> = 25°C) (I <sub>F</sub> = 20 Amps, T <sub>C</sub> = 125°C) (I <sub>F</sub> = 20 Amps, T <sub>C</sub> = 25°C)	V <sub>F</sub>			0.75 0.85 0.85 0.95			Volts
Maximum Instantaneous Reverse Current (1) (Rated dc Voltage, T <sub>C</sub> = 125°C) (Rated dc Voltage, T <sub>C</sub> = 25°C)	I <sub>R</sub>			5.0 0.1			mA

(1) Pulse Test Pulse Width = 300 μs, Duty Cycle ≤ 2.0%



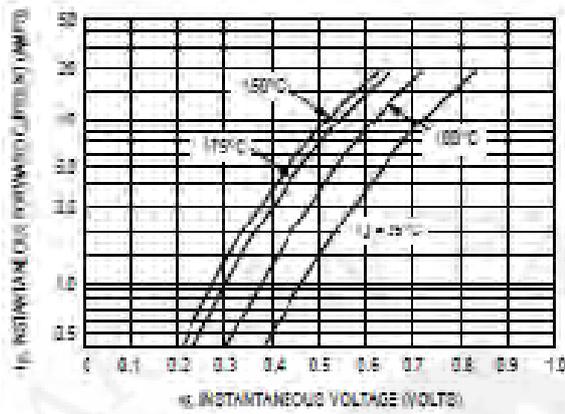


Figure 1. Typical Forward Voltage Per Diode

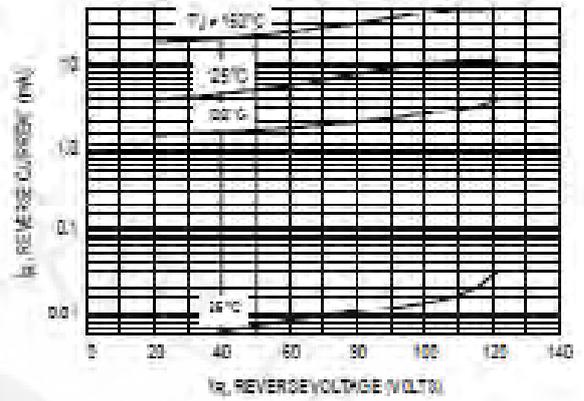


Figure 2. Typical Reverse Current Per Diode

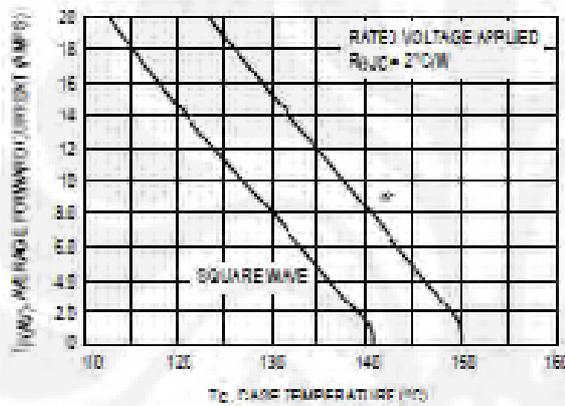


Figure 3. Current Derating, Case

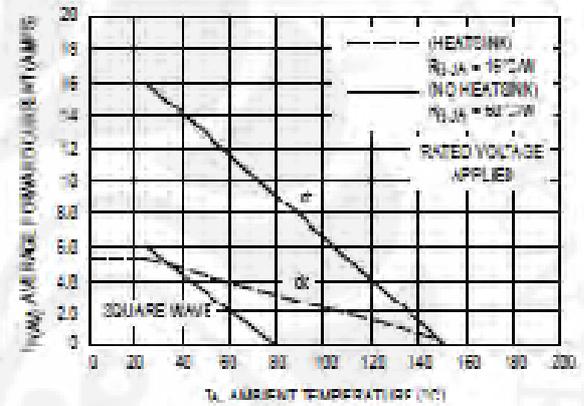


Figure 4. Current Derating, Ambient

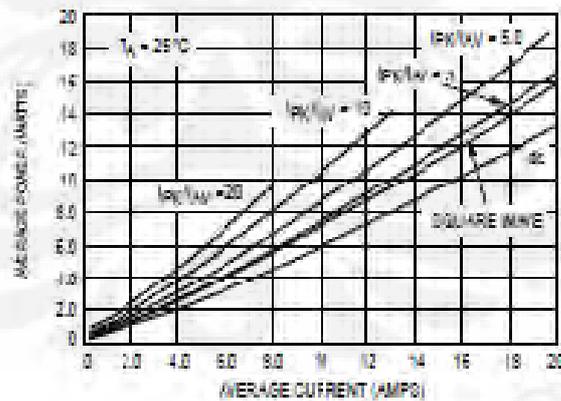


Figure 5. Average Power Dissipation and Average Current