



**UNIVERSITAS INDONESIA**

**PERANCANGAN SWITCHING *POWER SUPPLY* UNTUK  
MENCATU SISTEM PENSAKLARAN IGBT PADA  
INVERTER**

**SKRIPSI**

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

**FRIEDOLIN HASIAN TAMPUBOLON  
0806365772**

**UNIVERSITAS INDONESIA  
FAKULTAS TEKNIK  
PROGRAM SARJANA EKSTENSI  
DEPOK  
JULI 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 : FRIEDOLIN HASIAN TAMPUBOLON

NPM : 0806365772

Tanda Tangan :

Tanggal : 09 JULI 2010

## HALAMAN PENGESAHAN

Skripsi ini diajukan oleh :

Nama : Friedolin Hasian Tampubolon

NPM : 0806365772

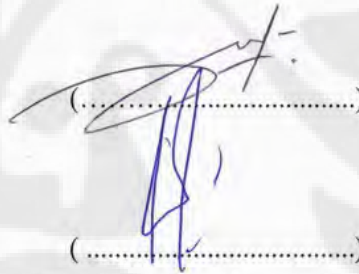
Program Studi : Teknik Elektro

Judul skripsi : Perancangan Switching Power Supply Untuk Mencatu Sistem  
Pensaklaran 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

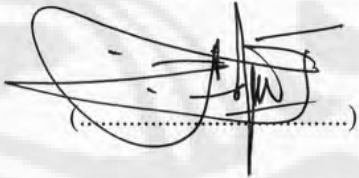
Pembimbing : Dr. Ir. Feri Yusivar M.Eng

(.....)  


Penguji : Ir. Aries Subiantoro M. SEE

(.....)

Penguji : Dr. Ir. Ridwan Gunawan MT

(.....)  


Ditetapkan di : Depok

Tanggal : 09 Juli 2010

## UCAPAN TERIMA KASIH

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 Elektro pada Fakultas Teknik Universitas Indonesia. Saya menyadari bahwa, saya tidak dapat menyelesaikan tanpa bantuan dan bimbingan dari berbagai pihak. 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 tercinta dan saudara-saudari yang telah memberikan bantuan dukungan material dan moral;
- (3) Teman yang telah banyak membantu saya dalam menyelesaikan skripsi ini Suryo, Prasetya widodo, Dannie, Helly Andri, Laura Syerin, dan yang lainnya tidak bisa saya sebutkan satu per satu.

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, 09 Juli 2010

Friedolin Hasian Tampubolon

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

---

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

Nama : Friedolin Hasian Tampubolon  
NPM : 0806365772  
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 :

PERANCANGAN SWITCHING *POWER SUPPLY* UNTUK MENCATU SISTEM PENSAKLARAN 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 : 09 Juli 2010

Yang menyatakan

(Friedolin Hasian Tampubolon)

Friedolin Hasian Tampubolon  
NPM : 0806365772  
Departemen Teknik Elektro

Dosen Pembimbing  
Dr. Ir. Feri Yusivar M.Eng

**PERANCANGAN SWITCHING POWER SUPPLY UNTUK MENCATU  
SISTEM PENSAKLARAN IGBT PADA INVERTER**

**ABSTRAK**

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 ATmega16 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 pensaklaran diaman 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 tegangan yang bertingkat yang sesuai dengan kebutuhan tegangan yang akan digunakan pada sistem, termasuk untuk menyuplai IGBT tersebut, sistem rangkaian, serta alat yang mendukung kinerja dari pencatuan IGBT. Dimana diharapkan tegangan keluaran yang dihasilkan memiliki tingkat kestabilan yang cukup. Maka dirancanglah switching *power supply* untuk mencatu sistem pensaklaran IGBT pada inverter.

Kata Kunci : IGBT, *power supply*, switching

Friedolin Hasian Tampubolon  
NPM : 0806365772  
Electrical Engineering Department

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

**DESIGN SWITCH MODE *POWER SUPPLY* FOR SWITCHING IGBT AT  
INVERTER**

**ABSTRACT**

IGBT's makers are trying to make electronic devices 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 AVR microcontroller ATmega16 that is designed for a three phase inverter device in the system of solar power plants , where the IGBT requires *power supply (power supply)* to dole diaman switching *power supply* 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 circuits that will be discussed, will generate the appropriate voltage multilevel voltage needs to be used on the system, including for the supply IGBT, the series system, as well as tools that support the EMC performance of IGBT. Where the resulting output voltage is expected to have sufficient level of stability. Switching *power supply* was designed to distribute the inverter IGBT switching systems.

Key word : IGBT, *power supply*, switching

## DAFTAR ISI

HALAMAN JUDUL .....	i	
HALAMAN PERNYATAAN ORISINALITAS .....	ii	
HALAMAN PENGESAHAN .....	iii	
UCAPAN TERIMA KASIH .....	iv	
LEMBAR PERSETUJUAN PUBLIKASI KARYA ILMIAH .....	v	
ABSTRAK .....	vi	
ABSTRACT .....	vii	
DAFTAR ISI .....	viii	
DAFTAR GAMBAR .....	x	
DAFTAR TABEL .....	xii	
BAB 1 PENDAHULUAN		
1.1. Latar Belakang .....	1	
1.2. Tujuan Skripsi .....	2	
1.3. Batasan Masalah .....	2	
1.4. Sistematika Penulisan .....	3	
BAB 2 DASAR TEORI		
2.1 Sumber Daya ( <i>Power supply</i> ) .....	4	
2.1.1 <i>Switching Power supply</i> .....	4	
2.1.2 Perbandingan Linier <i>Power supply</i> dengan <i>Switching Power Suply</i> .....	6	
BAB 3 PERANCANGAN DAN CARA KERJA SISTEM .....		7
3.1 PERANCANGAN SISTEM .....	7	
3.1.1 Deskripsi Kerja .....	13	
3.2 DESIGN TRANSFORMER .....	14	
3.3 <i>THE FLYBACK CONVERTER</i> .....	20	
3.3.1 Analisa untuk <i>switch</i> tertutup .....	23	
3.3.2 Analisa untuk <i>switch</i> terbuka .....	24	



3.3.3 <i>Discontinuous-Current Mode in The Flyback Converter</i> .....	28
BAB 4 ANALISA.....	31
BAB 5 KESIMPULAN DAN SARAN .....	37
DAFTAR PUSTAKA.....	38



## DAFTAR GAMBAR

Gambar 2.1 <i>Switch-mode power supply</i> .....	6
Gambar 3.1 Blok diagram modul IGBT 7MBP75JB060-01 produksi Fuji Electric.....	8
Gambar 3.2 Rangkaian aplikasi modul IGBT .....	9
Gambar 3.3 Rangkaian driver pada IGBT .....	9
Gambar 3.4 Rangkaian <i>Switching power supply</i> untuk mencatu sistem pensaklaran IGB pada inverter .....	11
Gambar 3.5 Rangkaian <i>Switching power supply</i> setelah dihubungkan dengan IGBT .....	12
Gambar 3.6 Trafo secara umum .....	15
Gambar 3.7 Cara menggulung trafo .....	19
Gambar 3.8 Rangkaian <i>Flyback converter</i> .....	20
Gambar 3.9 <i>Voltages and currents at the flyback converter</i> .....	22
Gambar 3.10 (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> .....	23
Gambar 3.11 <i>Flyback converter current and voltage waveforms</i> .....	27
Gambar 3.12 <i>Discontinuous current for the flyback converter</i> .....	29
Gambar 4.1 Dioda bridge pada rangkaian dan pada praktek .....	31
Gambar 4.2 Tegangan masukan AC pada osiloskop dengan probe 10x .....	32
Gambar 4.3 Tegangan masukan DC pada osiloskop dengan probe 10x .....	32
Gambar 4.4 Rangkaian <i>Switching Power supply</i> pada saat diambil data sampel .....	33
Gambar 4.5 Rangkaian <i>Switching Power supply</i> pada prakteknya.....	34
Gambar 4.6 Sinyal keluaran pada kaki 4 UC3845 pada osiloskop .....	34
Gambar 4.7 Sinyal keluaran pada kaki 6 UC3845 pada osiloskop .....	34
Gambar 4.8 Sinyal keluaran pada kaki 7 UC3845 pada osiloskop .....	35
Gambar 4.9 Tegangan pada sekunder 1 pada beban 100 $\Omega$ .....	35
Gambar 4.10 Tegangan pada sekunder 0 pada beban 100 $\Omega$ .....	35
Gambar 4.11 Tegangan pada sekunder 0 pada beban 40 $\Omega$ .....	36

Gambar 4.12 Tegangan pada sekunder 1 pada beban  $40\Omega$ .....36  
Gambar 4.13 Tegangan pada sekunder 0 pada beban  $35\Omega$ .....36  
Gambar 4.14 Tegangan pada sekunder 1 pada beban  $35\Omega$ .....36



## DAFTAR TABEL

Tabel 3.1	Garis tebal kawat terhadap kemampuan hantar arus .....	18
Tabel 3.2.	Karakteristik beberapa <i>Switch-Mode Power supply</i> .....	30
Tabel 4.1.	Percobaan rangkaian tanpa beban .....	33
Tabel 4.2.	Percobaan rangkaian dengan beban $100\Omega$ pada sekunder 1.....	35
Tabel 4.3.	Percobaan rangkaian dengan beban $40\Omega$ pada sekunder 1.....	35
Tabel 4.4.	Percobaan rangkaian dengan beban $35\Omega$ pada sekunder 1.....	36

# BAB I

## PENDAHULUAN

### 1.1.LATAR BELAKANG

Pada beberapa tahun yang lalu, piranti penyalak daya (*switching device*) memang didominasi oleh transistor dan SCR, namun sulit untuk dikendalikan dan bekerja relatif lambat. Kondisi ini mendorong untuk menemukan piranti penyalak 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, sembari mendapatkan 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 ATmega16 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 pensaklaran dimana catu daya tersebut terpisah dari sistem yang digunakan.

IGBT ini, sebelumnya hanya digunakan pada sirkuit listrik yang besar untuk keperluan industri, sekarang sedang semakin 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. IGBTs Fairchild Semikonduktor adalah 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 bertingkat yang sesuai dengan kebutuhan tegangan yang akan digunakan pada sistem, termasuk untuk menyuplai IGBT tersebut, sistem rangkaian, serta alat yang mendukung kinerja dari pencatuan IGBT. Dimana diharapkan tegangan keluaran yang dihasilkan memiliki tingkat kestabilan yang cukup.

## 1.2. TUJUAN SKRIPSI

1. Merancang *Power supply* yang dapat menghasilkan beberapa tegangan keluaran yang bersifat *floating* di tiap keluaran tegangannya, yang akan digunakan untuk mencatu sistem pensaklaran IGBT pada Inverter.
2. Merancang *Power supply* dengan sistem *Flyback converters* dengan memanfaatkan keuntungannya ,yaitu memiliki isolasi pada keluarannya.

## 1.3. BATASAN MASALAH

Batasan masalah pada skripsi ini adalah :

1. Membahas perancangan *Switching power supply* untuk mencatu sistem pensaklaran igbt pada inverter.
2. Masing-masing saklar igbt yang diberikan supply diharapkan mendapatkan tegangan yang *floating* agar masing-masing ground dari tiap driver IGBT tidak terhubung.
3. Tidak membahas mengenai hal yang tidak menyangkut pembahasan pada karya tulis ini.

#### 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, perumusan masalah, pembatasan masalah, metode penelitian dan sistematika penulisan. Bab dua teori dasar, pada bab ini berisi tentang dasar-dasar konsep prinsip *switching power supply*. Bab tiga perancangan dan cara kerja sistem, merupakan penjelasan perancangan sistem serta prinsip kerja *switching power supply*. Bab empat analisa, merupakan penjelasan analisa rangkaian *switching power supply* untuk mencatu sistem pensaklaran igbt. Bab lima kesimpulan dan saran, berisikan beberapa kesimpulan dan saran dari hasil analisa dan perancangan.

## BAB II DASAR TEORI

### 2.1 SUMBER DAYA (*POWER SUPPLY*)

*Power supply* adalah referensi ke sumber daya listrik. 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. 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.

#### 2.1.1. *Switching Power supply*

[2] *Switching power supply* atau yang lebih dikenal dengan *switched-mode power supply* (SMPS), adalah catu daya elektronik yang terdiri dari sebuah regulasi *switching* yang disediakan sesuai kebutuhan pada tegangan keluaran. Sebuah SMPS adalah daya pengubah yang meneruskan daya dari sebuah sumber untuk beban yang ideal tanpa rugi-rugi. Fungsi dari pengubah adalah untuk menyediakan tegangan keluaran pada level yang berbeda dibandingkan tegangan masukan.

Sebuah *regulator* linier mempertahankan tegangan keluaran yang dikehendaki dengan menghilangkan kelebihan daya pada rugi-rugi tahanan (misalnya, dalam sebuah resistor atau di daerah kolektor-emitor dari transistor dalam modus aktif). Sebuah *regulator* linier mengatur keluaran baik tegangan atau arus dengan menghilangkan kelebihan daya listrik dalam bentuk panas. Sebaliknya, mode yang diaktifkan catu daya untuk mengatur keluaran baik tegangan ataupun arus, dengan beralih unsur-unsur *switching* yang ideal, seperti induktor dan kapasitor yang masuk dan keluar dari konfigurasi listrik yang berbeda. *Switching* ideal (misalnya, transistor dioperasikan di luar modus aktif).



Jika tidak memiliki tahanan ketika "tertutup" dan tidak membawa arus ketika "terbuka". Sehingga secara teoritis konverter dapat beroperasi dengan efisiensi 100% (yaitu, semua input daya diberikan ke beban, dimana tidak ada daya yang terbuang sebagai panas).

[4] Dalam sebuah *switched-mode power supply* (SMPS), arus keluaran tergantung pada kekuatan sinyal daya masukan, unsur-unsur penyimpanan dan rangkaian topologi yang digunakan, dan juga pada pola yang digunakan (misalnya, modulasi lebar pulsa dengan pengaturan *duty cycle* untuk mengendalikan elemen-elemen *switching*. Biasanya, *spectral density* dari gelombang *switching* ini memiliki energi yang relatif terkonsentrasi pada frekuensi tinggi. Dengan demikian *switching transien*, seperti riak, diibaratkan ke bentuk gelombang keluaran dapat disaring dengan filter LC kecil.

Keuntungan utama dari metode ini adalah efisiensi yang lebih besar karena *switching* transistor daya berkurang sedikit ketika berada di luar daerah aktif (yaitu, ketika transistor berfungsi seperti *switch* dan juga mengabaikan jatuh tegangan atau arus yang dilaluinya). Keuntungan lain termasuk ukuran yang lebih kecil dan bobot yang lebih ringan (dari penghapusan transformator frekuensi rendah yang memiliki berat badan yang tinggi) dan panas yang dihasilkan lebih rendah karena efisiensi yang lebih tinggi. Kerugian meliputi kompleksitas yang lebih besar, generasi amplitudo tinggi, energi frekuensi tinggi yang low-pass filter harus blok untuk menghindari gangguan elektromagnetik (EMI), dan riak tegangan pada frekuensi *switching* dan frekuensi harmonik.

*Switched-mode power supply* (SMPS) menjadi sangat rendah dikarenakan beberapa gangguan listrik yang beralih kembali ke listrik utama, sehingga mengganggu peralatan A / V yang terhubung ke fase yang sama. Faktor daya dikoreksi juga menyebabkan distorsi harmonik.

*Switched-mode power supply* (SMPS) dapat dibagi menjadi 4 bagian sesuai dengan gelombang masukan dan keluarannya, yaitu :

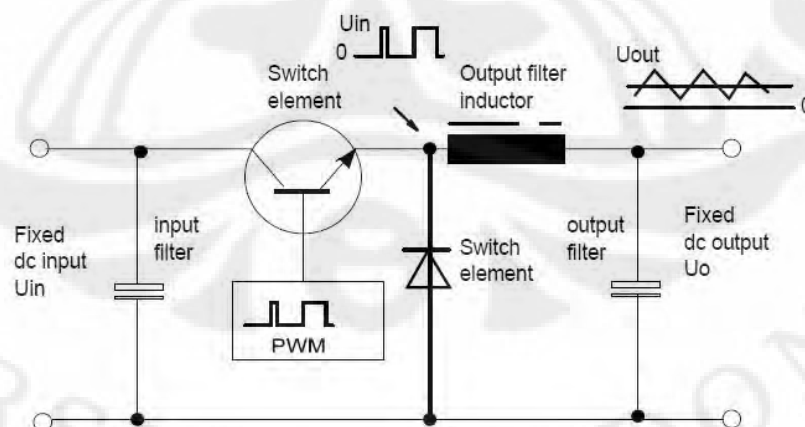
- masuk AC, keluar DC : rectifier, pengubah tahap masukan secara offline.
- masuk DC, keluar DC : pengubah tegangan, arus, atau pengubah DC-DC.
- masuk AC, keluar AC : *frequency changer, cycloconverter, transformer*.
- masuk DC, keluar AC : inverter.

### 2.1.2. Perbandingan Linier *Power supply* dengan *Switching Power Supply*

Ada dua jenis utama yang diatur dengan catu daya yang tersedia: *switched-mode power supply* (SMPS) dan *linier power supply*. Pada *Switched Mode Power supply* komponen semikonduktor bekerja pada daerah tidak linier. Sebaliknya *power supply linier*, komponen semikonduktor bekerja pada daerah linier yaitu daerah variabel menghantar atau menghambat. *Power supply linier* terdiri dari rangkaian yang mengolah output dc dari input dc dengan mengkondisikan junction atau tingkat konduktansi dari kolektor emitor dengan cara mengatur tegangan dc pada basis transistor.

Pada *Switched Mode Power supply* tegangan input dc ( $U_{in}$ ) dirubah menjadi tegangan kotak melalui rangkaian chopper pertama (gambar 2.1). Yang kemudian dilewatkan melalui sebuah LPF (*Low Pass Filter*). Pada *Switched Mode Power supply* mempunyai efisiensi minimum 71%, sedangkan untuk *linier power supply* hanya mempunyai efisiensi maksimum 50%. Pada *power supply* jenis linier tingkat efisiensi sangat ditentukan perubahan tegangan input dan beban serta besarnya tegangan output yang dikeluarkan. Tetapi ketergantungan itu tidak dimiliki oleh *Switched Mode Power supply* (SMPS).

*Switched Mode Power supply* hanya memerlukan sedikit mungkin rangkaian filter. *Linier Power Supply* bekerja pada frekuensi jala-jala 50 Hz, sedangkan *Switched Mode Power supply* bekerja pada sekitar frekuensi 50 kHz.



Gambar 2.1 *Switch-mode power supply*

## **BAB III**

### **PERANCANGAN DAN CARA KERJA SISTEM**

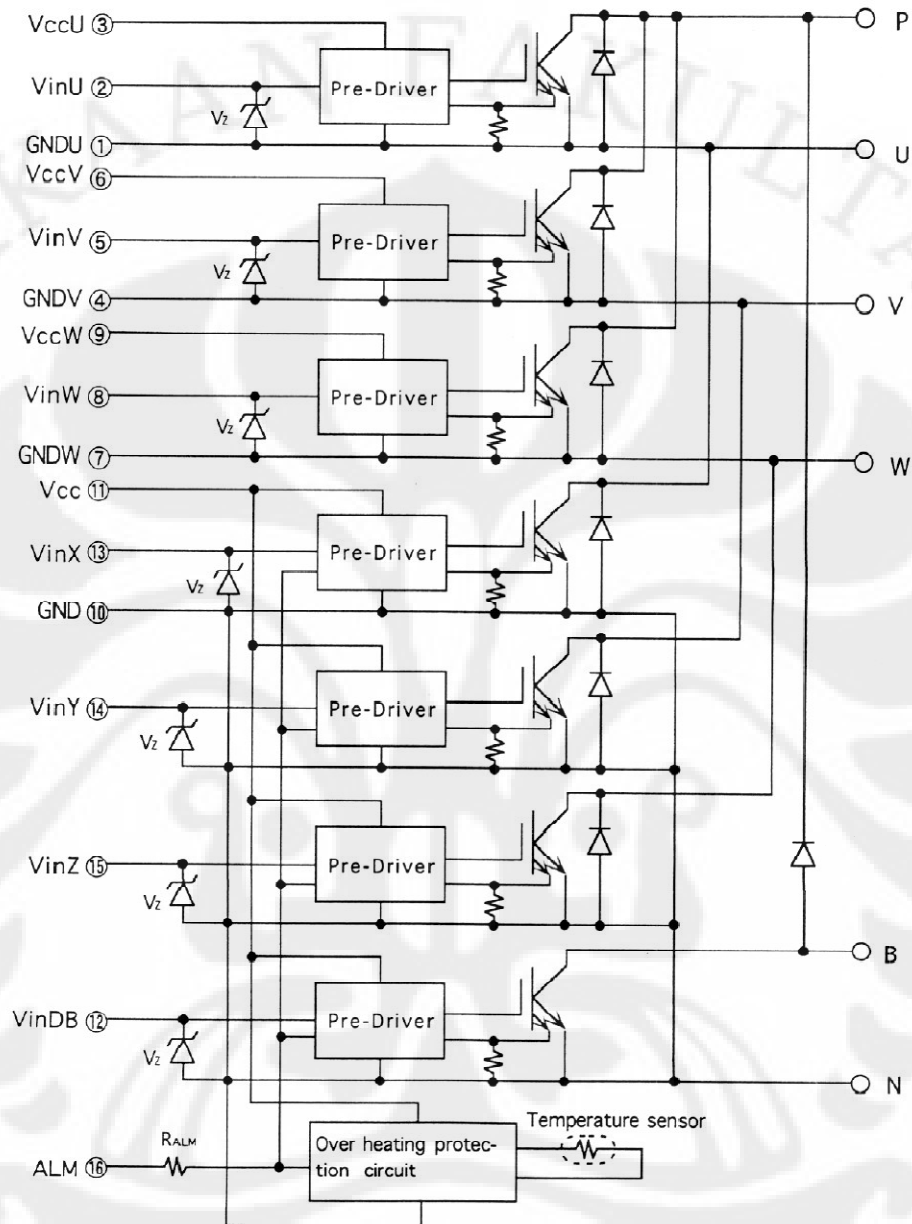
Pada *Switched Mode Power supply* komponen semikonduktor bekerja pada daerah tidak linier, tegangan input DC diubah menjadi tegangan kotak melalui rangkaian *chopper* pertama yang kemudian dilewatkan melalui sebuah LPF (Low Pass Filter), serta mempunyai efisiensi minimum 71%. Sebaliknya *power supply* linier, komponen semikonduktor bekerja pada daerah linier yaitu daerah variabel menghantar atau menghambat, hanya mempunyai efisiensi maksimum 50%, serta tingkat efisiensi sangat ditentukan perubahan tegangan input dan beban serta besarnya tegangan output yang dikeluarkan. Tetapi ketergantungan itu tidak dimiliki oleh *Switched Mode Power supply* (SMPS).

*Switching power supply* (*Switch-mode power supply*) yang ingin di desain untuk mencatu sistem pensaklaran *igbt* pada inverter, yang mana keluaran yang diharapkan memiliki keluaran tegangan yang bervariasi dan stabil, serta memiliki keluaran tegangan yang banyak dengan variasi tegangan.

#### **3.1. PERANCANGAN SISTEM**

Perancangan *switching power supply* yang digunakan untuk mencatu sistem pensaklaran *igbt* pada inverter yang akan dibahas, akan menghasilkan tegangan yang bertingkat dan memiliki jumlah keluaran yang banyak, masing-masing keluaran yang akan di desain sesuai dengan kebutuhan tegangan yang akan digunakan pada masing-masing keluaran. Termasuk untuk menyuplai driver IGBT yang digunakan atau dapat menggantikan *Vcc* pada masing-masing IGBT yang membutuhkan tegangan yang *floating*.

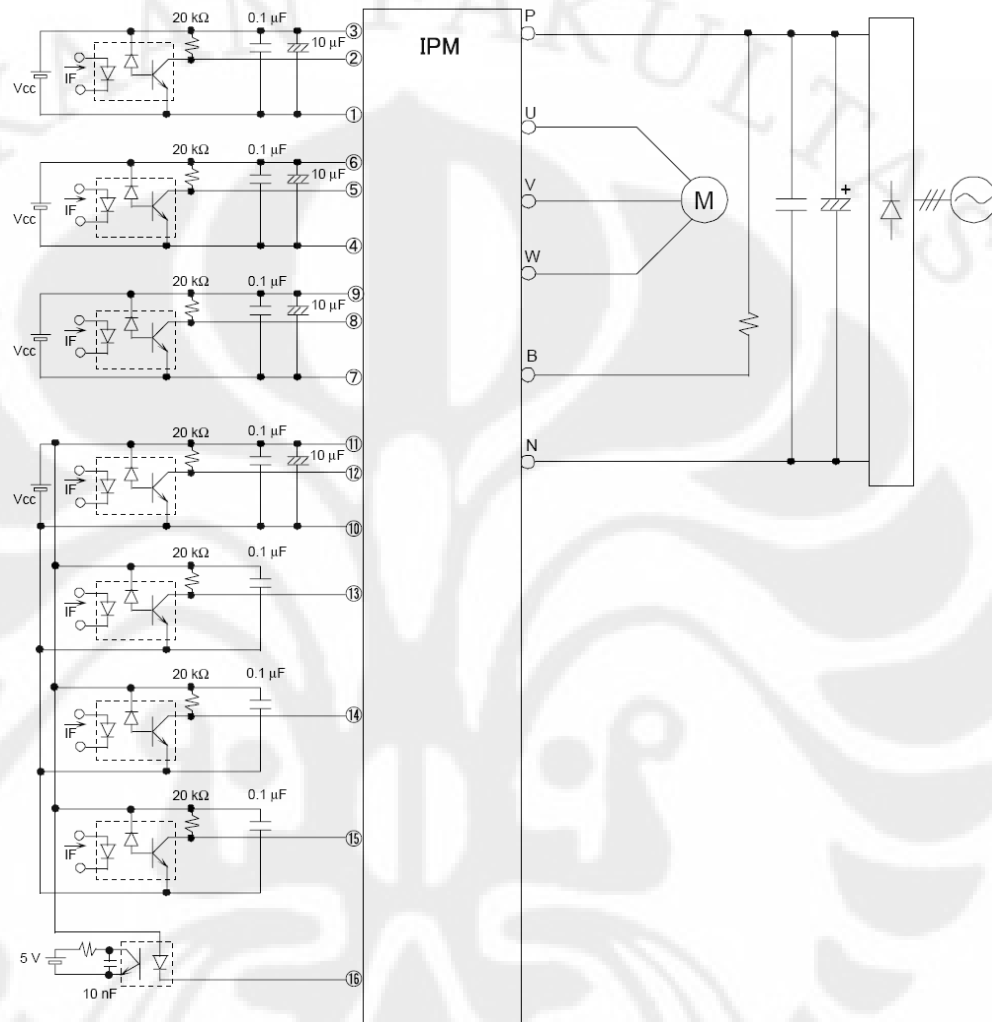
Adapun IGBT yang digunakan adalah modul IGBT 7MBP75JB060-01 yang diproduksi oleh Fuji Electric. Diagram blok dari IGBT ini diperlihatkan pada Gambar 3.1. Perangkat inverter menggunakan IGBT dengan pertimbangan bahwa IGBT mudah dikendalikan dan mempunyai *conduction loss* yang kecil serta cocok untuk aplikasi arus dan tegangan yang tinggi. Selain itu IGBT juga mempunyai kecepatan *switching* yang tinggi sehingga cocok untuk diterapkan sebagai saklar dalam rangkaian inverter 3 fase dimana waktu transisi *switching*-nya cepat.



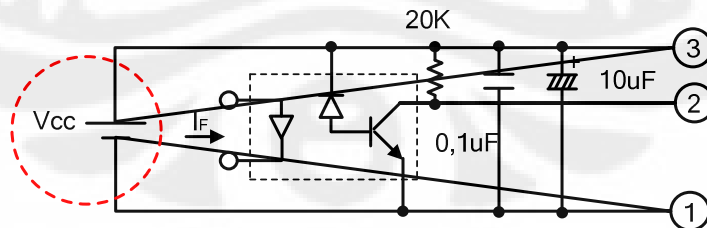
Gambar 3.1 Blok diagram modul IGBT 7MBP75JB060-01 produksi Fuji Electric

Rangkaian aplikasi IGBT seperti pada Gambar 3.2. Modul IGBT ini mempunyai 7 buah IGBT di dalamnya. Untuk membuat rangkaian inverter 3 fase diperlukan 6 buah IGBT. Dan satu IGBT sebagai brake. Masing-masing IGBT dikendalikan dengan rangkaian driver. Seperti yang terlihat pada Gambar 3.4 terdapat 4 pemisahan sumber tegangan. Masing-masing mempunyai *power supply*

sendiri-sendiri yang tidak saling berhubungan, karena ground masing-masing *power supply* terpisah (*floating*).



Gambar 3.2 Rangkaian aplikasi modul IGBT

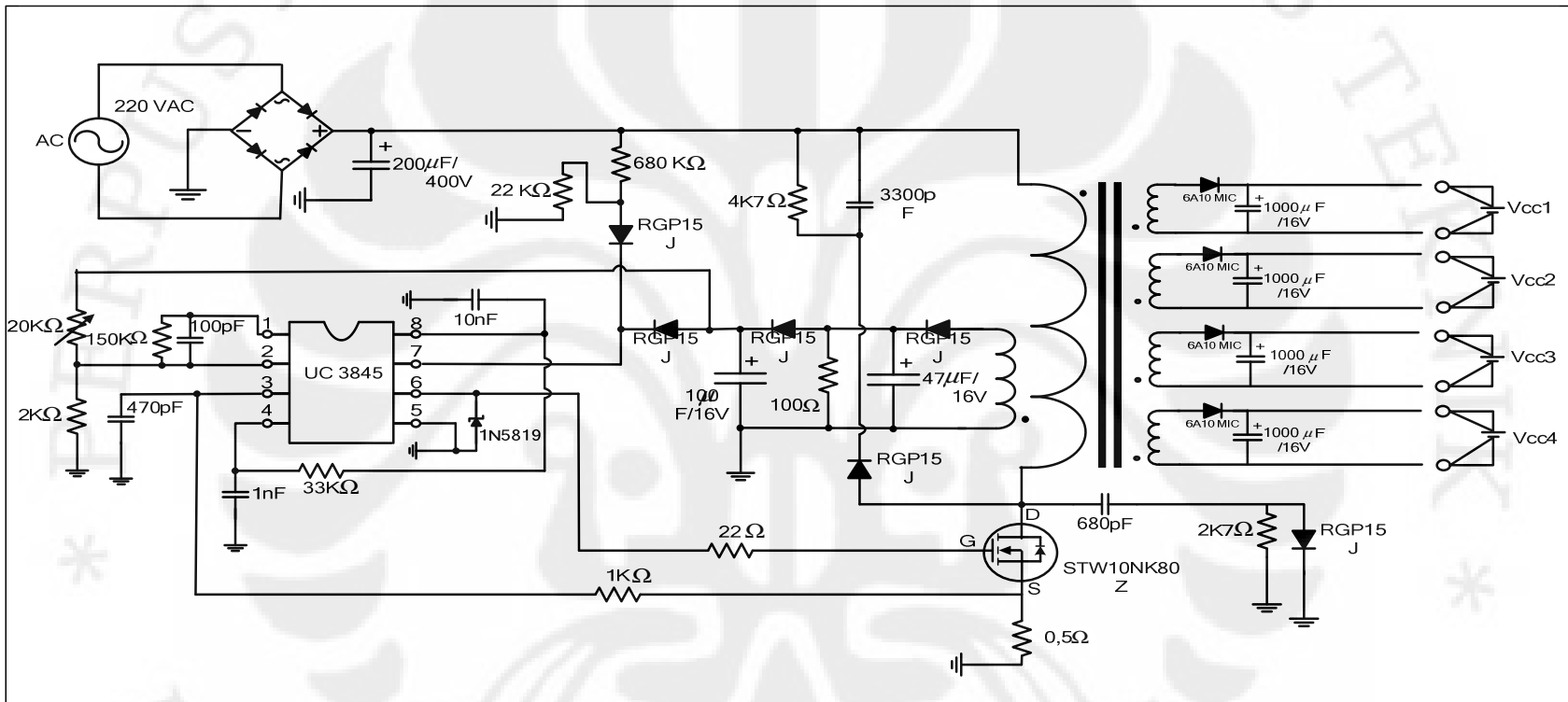


Gambar 3.3 Rangkaian satu buah driver pada IGBT

Rangkaian driver merupakan *interface* atau antarmuka antara mikrokontroler sebagai PWM generator dengan IGBT. Pada rangkaian driver digunakan

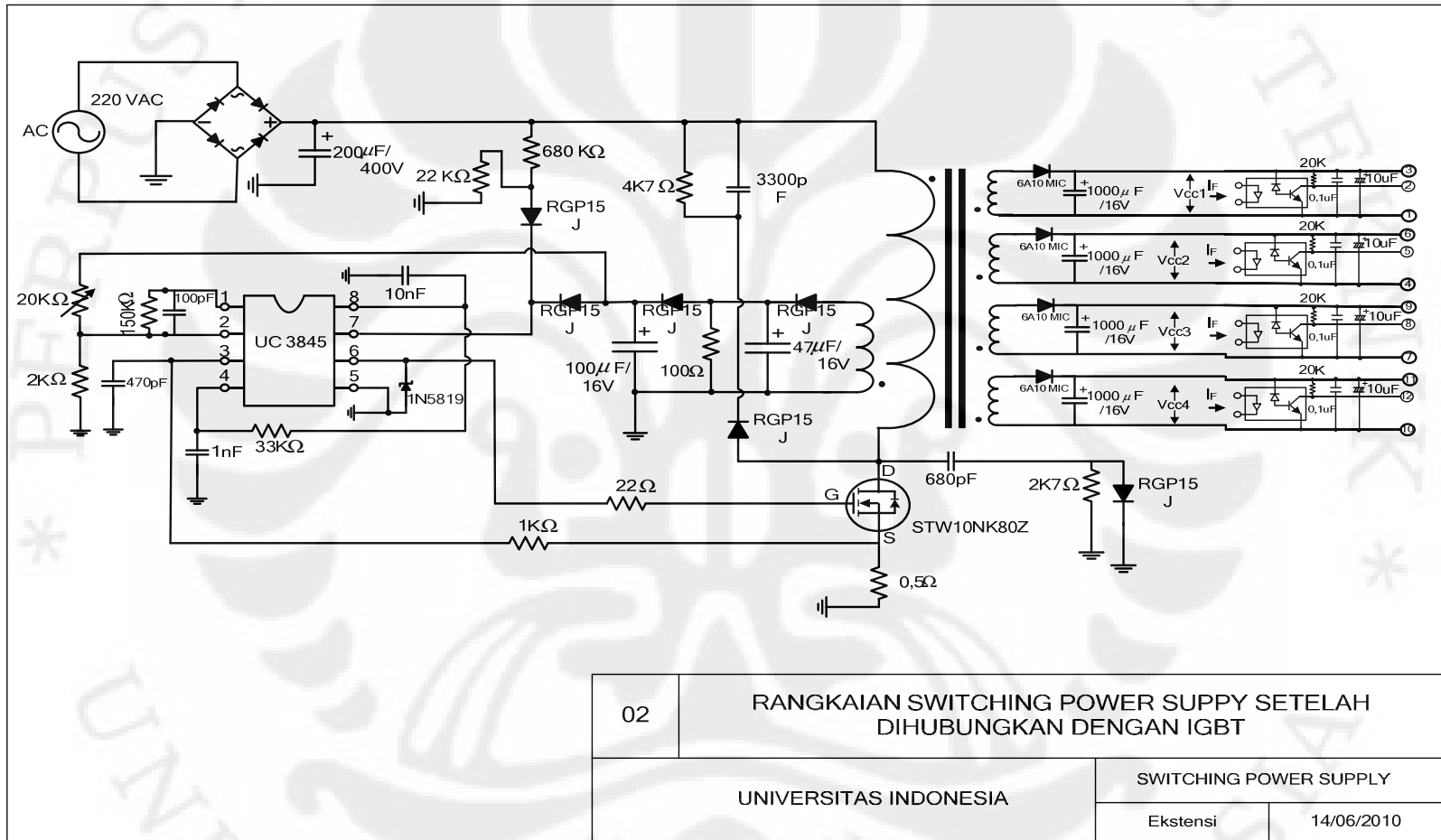
optocoupler yang berfungsi untuk mengisolasi atau memisahkan mikrokontroler yang merupakan perangkat tegangan rendah (*low voltage*) dengan IPM (*Integrated Power Module*) yang merupakan perangkat tegangan tinggi (*high voltage*). Untuk masing-masing *gate* IGBT mempunyai satu rangkaian driver sendiri-sendiri. Rangkaian driver diperlihatkan pada Gambar 3.3. Dari gambar tersebut terlihat keluaran rangkaian ini tersambung ke IPM yaitu ke kaki-kaki IGBT dan GND. Rangkaian driver 1,2, dan 3 mempunyai GND sendiri-sendiri yang terpisah (*floating*). Sedangkan GND 4 rangkaian driver lainnya digabungkan menjadi satu.

Hal inilah yang menjadi alasan yang mendasar untuk merancang *switching power supply* yang akan digunakan untuk mencatu sistem pensaklaran igbt pada inverter. Karena masing-masing *gate* IGBT mempunyai satu rangkaian pengendali sendiri-sendiri, sehingga keluaran/output tegangan yang akan dihasilkan pada perancangan *switching power supply* berjumlah 4 tegangan keluaran.



01	<b>RANGKAIAN SWITCHING POWER SUPPLY UNTUK MENCATU SISTEM PENSAKLARAN IGBT PADA INVERTER</b>	
UNIVERSITAS INDONESIA		SWITCHING POWER SUPPLY
		Ekstensi      14/06/2010

Gambar 3.4 Rangkaian *Switching power supply* untuk mencatu sistem pensaklaran IGB pada inverter



Gambar 3.5 Rangkaian *Switching power supply* setelah dihubungkan dengan IGBT



### 3.1.1. Deskripsi Kerja

Awalnya rangkaian bekerja dengan menggunakan tegangan masukan 220 VAC (Gambar 3.4), dengan frekuensi yang sama dengan sumber PLN yaitu 50Hz. Tegangan masukan AC diubah menjadi tegangan DC dengan menggunakan dioda bridge, tegangan yang dihasilkan sebesar  $220\sqrt{2} \approx 311,1269VDC$ . Tegangan yang telah di searahkan ini akan menyupai kapasitor, fungsi kapasitor tersebut tentunya untuk menyimpan muatan listrik dan berguna untuk memperbaiki bentuk gelombang tegangan (rippel) yang dihasilkan oleh dioda bridge/penyearah.

Tegangan yang telah diperbaiki rippel-nya oleh kapasitor  $200\mu F/400V$ , lalu dihubungkan ke resistor, yang mana resistor tersebut berfungsi sebagai pembagi tegangan yang dapat menghasilkan tegangan sebesar 9 volt. Tegangan sebesar 9 volt dapat digunakan untuk menyuplai osilator sementara. Pada rancangan ini menggunakan resistor sebesar  $680K\Omega$  dan  $22K\Omega$  yang dihubungkan ke kaki 7 dari osilator UC3845 (Gambar 3.4). [3] Adapun fungsi osilator UC3845 ini adalah sebagai pembangkit sinyal atau yang lebih sering dikenal dengan *pulse-width-modulated* (PWM). Setelah UC3845 membangkitkan frekuensi yang terkendali, lalu pada kaki 6 dari UC3845 akan memberikan sinyal ke Gate dari mosfet STW10NK80Z yang mana digunakan mosfet yang sanggup bekerja sampai tiga kali lipat tegangan masukan yaitu sebesar 800volt, hal yang mendasari penggunaan mosfet ini telah dijelaskan pada bagian 3.3 mengenai sifat flyback converter. Adapun kaki source dari mosfet STW10NK80Z terhubung dengan tahanan ( $R_s$ ) serta dan salah satu ujung sisi primer. Olehkarena tegangan DC yang mengalir pada sisi primer memiliki frekuensi yang telah dibangkitkan oleh osilator UC3845. Maka sifat dari trafo yaitu hanya dapat bekerja pada tegangan yang berfrekuensi akan tercapai. Hal inilah yang mendasari terbangkitkannya induksi magnetik pada belitan primer dan pada belitan sekunder sehingga dapat menghasilkan beda potensial/tegangan pada belitan sekunder.

Tentunya osilator UC3845 ini yang berfungsi sebagai pembangkit sinyal atau yang lebih sering dikenal dengan *pulse-width-modulated* (PWM) membutuhkan voltage feedback untuk mengatur tegangan pada belitan sekunder sesuai dengan yang diinginkan. Sehingga pada belitan sekunder yang pertama, dihubungkan ke resistor variabel yang sudah terhubung ke kaki 2 dari osilator UC3845.

Diharapkan tegangan yang masuk ke kaki 2 dari osilator adalah sebesar 5 volt. Dengan dihubungkan nya hasil keluaran belitan sekunder ke resistor variabel yang sudah terhubung ke kaki 2 dari osilator UC3845, maka tegangan keluaran pada belitan sekunder dapat dikendalikan. 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 RT dan CT. 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 4 buah (Gambar 3.5).

### 3.2.DESAIN TRANSFORMER

Transformator merupakan suatu peralatan listrik yang digunakan untuk mengubah besaran tegangan arus listrik bolak-balik (AC), seperti menaikkan atau menurunkan tegangan listrik (*voltase*). [6] 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.

Prinsip kerja transformator adalah berdasarkan hukum Ampere dan hukum Faraday, yaitu arus listrik dapat menimbulkan medan magnet dan sebaliknya medan magnet dapat menimbulkan arus listrik. Jika pada salah satu kumparan pada transformator diberi arus bolak-balik (AC) maka jumlah garis gaya magnet akan berubah-ubah. Akibatnya pada sisi primer terjadi induksi. Sisi sekunder menerima garis gaya magnet dari sisi primer yang jumlahnya berubah-ubah pula (Gambar 3.6). Maka di sisi sekunder juga timbul induksi, akibatnya antara dua ujung kumparan (lilitan) terdapat beda tegangan

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



Gambar 3.6 Trafo secara umum

Untuk mendesain trafo yang akan digunakan pada perancangan switching *power supply* yang akan digunakan untuk mencatu sistem pensaklaran 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 :

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

Tegangan ini akan mengalirkan arus (I) sebesar :

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

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

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

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 :

$$\frac{V_p}{V_s} = \frac{I_s}{I_p} = \frac{N_p}{N_s}$$

$$\frac{V_p}{V_s} = \frac{N_p}{N_s} \rightarrow \frac{309,77105}{15} = \frac{N_p}{N_s} \rightarrow \frac{20}{1} \approx \frac{N_p}{N_s}$$

Adapun frekuensi carrier yang akan digunakan untuk switch trafo sebesar

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

Sehingga besar duty rationya menjadi :

$$D_{ratio} = \frac{1}{\left(\frac{V_s}{V_0}\right)\left(\frac{N_s}{N_p}\right) + 1} = \frac{1}{\left(\frac{311,1269}{15}\right)\left(\frac{1}{20}\right) + 1} = 0.5$$

Dimana besar voltage ripple yang diharapkan ialah :

$$\left(\frac{\Delta V_r}{V_r}\right) = \frac{D}{RCf} = \frac{0,5}{(900) \cdot (1000 \cdot 10^{-6}) \cdot (70 \cdot 10^3)} = 7,935 \cdot 10^{-6}$$

Dengan diketahuinya duty ratio, maka dapat ditentukan besar arus pada trafo

( $I_{L_m}$ ) yaitu :

$$I_{L_m} = \frac{V_s^2}{V_p D R} = \frac{(15)^2}{(311,1269)(0,5)(900)} = 1,607 \cdot 10^{-4} A \approx 0,16 \text{ mA}$$

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

Dapat juga menentukan besar induktansi yang akan dihasilkan pada belitan trafo,

yaitu :

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

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

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

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

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

Dengan mengetahui besar induktansi yang dihasilkan pada trafo, maka

banyaknya belitan yang akan digunakan pada sisi primer adalah :

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

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

$$N^2 = \frac{83 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot \left(\frac{22}{7}\right) \cdot 13 \cdot 10^{-3}}{1470.4\pi \cdot 10^{-7} (\pi(5,75 \cdot 10^{-3})^2)}$$

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

$$N^2 = 35330,75$$

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

Ukuran luas penampang dalam koker:

lebar penampang dalam koker = 1.6 cm

panjang penampang dalam koker = 2,7 cm

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

Luasan tersebut merupakan luasan efektif trafo =  $L_{\text{eff}}$

Kapasitas trafo:

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

Mencari arus primer:

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

Maka (Tabel 3.1) sebaiknya digunakan kabel berdiameter 0,15 mm.

Mencari arus sekunder:

$$\text{Arus sekunder} = \text{Kapasitas Trafo/Tegangan sekunder} = 11,94/12 = 0,99\text{A}$$

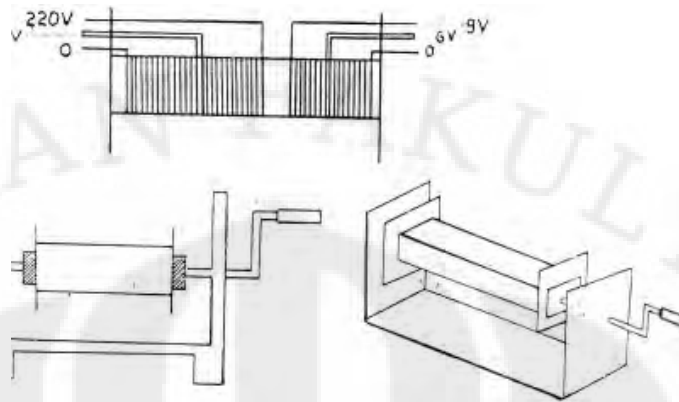
Maka (Tabel 3.1) sebaiknya digunakan kabel berdiameter 0,7 mm.

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.

Garis tengah atau tebal kawat (mm)	Kemampuan dilalui arus ( A )
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

Tabel 3.1 Garis tebal kawat terhadap kemampuan hantar arus

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 3.7. Apakah bagian primer atau sekunder yang digulung terlebih dulu tidak menjadi soal karena kedua akan memberi hasil yang sama.



Gambar 3.7 Cara menggulung trafo

#### Kerugian dalam transformator

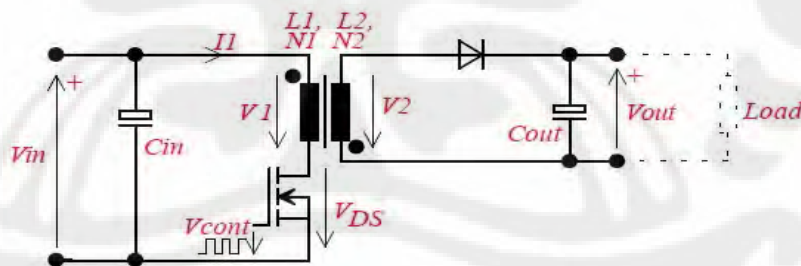
1. Kerugian tembaga. Kerugian  $I^2 \cdot R$  dalam lilitan tembaga yang disebabkan oleh resistansi tembaga dan arus listrik yang mengalirinya.
2. Kerugian kopling. Kerugian yang terjadi karena kopling primer-sekunder tidak sempurna, sehingga tidak semua fluks magnet yang diinduksikan primer memotong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

### 3.3. THE FLYBACK CONVERTER

*Flyback converter* sangat populer dipergunakan pada daya rendah (<200W), dengan multiple output yang bisa dikembangkan lebih banyak dengan cara menambahkan jumlah gulungan sekunder transformator. *The Flyback converter* merupakan kelompok *switched converter* yang utama, yang memiliki isolasi antara masukan dan keluarannya. *Flyback converter* pada umumnya digunakan pada peralatan elektronik untuk daya rendah, biasanya yang menggunakan daya sampai 300W. Sebagai contoh adalah televisi, komputer, printer, dan lain-lain. *Flyback converters* memiliki nilai yang rendah bila dibandingkan *Switch Mode Power supply* yang lainnya, keuntungannya adalah beberapa isolasi keluarannya dapat meregulasi hanya dengan satu rangkaian pengendali.



Gambar 3.8 Rangkaian *Flyback converter*

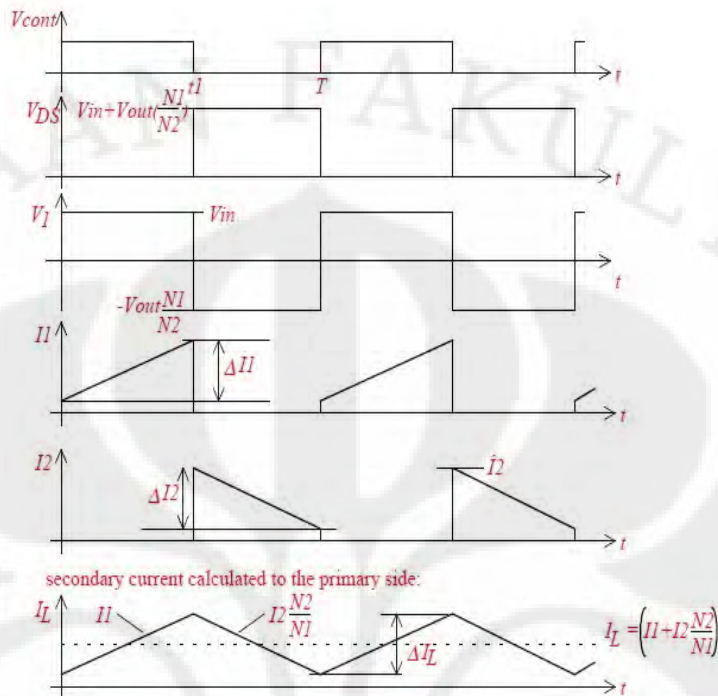
Gambar 3.7 menunjukkan rangkaian dasar dari sebuah *flyback converter*. Transistor bekerja sebagai sebuah *switch*, on dan off nya dikendalikan dengan pengendali pulsa tegangan/*pulse-width-modulated* ( $V_{cont}$ ). Selama On, transistor untuk tegangan utama dari trafo ( $V_1$ ) adalah sama dengan tegangan 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 no. 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 800volt.

Transformator bukanlah suatu "normal" transformator, karena fungsinya adalah untuk menyimpan energi selama waktu 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.



Gambar 3.9 Voltages and currents at the flyback converter

[1] Pengubah (*converter*) dc-dc menyediakan pemisahan antara masukan dan keluaran yaitu rangkaian *flyback* seperti pada gambar 3.10a. Pada gambar 3.10b trafo menggunakan model yang termasuk induktansi magnetik ( $L_m$ ), seperti pada gambar 3.10d, 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 3.10.

Analisa pengubah *flyback* adalah sebagai berikut :

1. Keluaran kapasitor sangat lebar, hal ini dihasilkan karena tegangan keluaran yang dihasilkan konstan ( $V_o$ ).
2. 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*.
3. *Duty ratio* pada *switch* adalah  $D$  dan ketika tertutup oleh waktu  $DT$  dan terbuka  $(1-D)T$ .
4. 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.

**3.3.1. Analisa untuk *switch* tertutup**

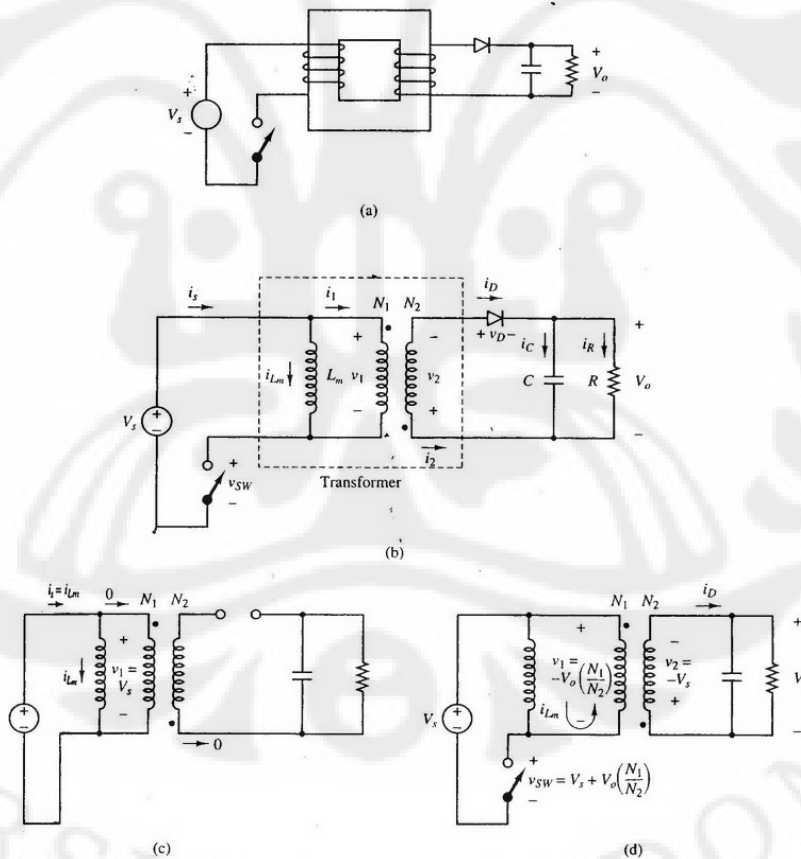
Pada sisi sumber trafo seperti pada gambar 3.9c.

$$v_1 = V_s = L_m \frac{di_{Lm}}{dt} \tag{3-1}$$

$$\frac{di_{Lm}}{dt} = \frac{\Delta i_{Lm}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{Lm}}{DT} = \frac{V_s}{L_m} \tag{3-2}$$

Untuk mengubah arus pada trafo induktansi magnetik,

$$(\Delta i_{Lm})_{closed} = \frac{V_s DT}{L_m} \tag{3-3}$$



Gambar 3.10 (a) *Flyback Converter*. (b) *Equivalent circuit using a transformer model which includes the magnetizing inductance*. (c) *Circuit for switch*. (d) *Circuit for switch off*

Pada sisi beban trafo,

$$v_2 = v_1 \left( \frac{N_2}{N_1} \right) = V_s \left( \frac{N_2}{N_1} \right) \quad (3-4)$$

$$v_D = -V_o - V_s \left( \frac{N_2}{N_1} \right) < 0 \quad (3-5)$$

$$i_2 = 0$$

$$i_1 = 0$$

Sejak dioda off,  $i_2 = 0$ , yang artinya  $i_1 = 0$ . 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.

### 3.3.2. Analisa untuk *switch* terbuka

Ketika *switch* terbuka seperti pada gambar 3.10d, arus tidak setika 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 ( $-V_o$ ), tegangan belitan sekunder kembali ke belitan primer, membuat tegangan melalui  $L_m$  pada :

$$v_1 = -V_o \left( \frac{N_1}{N_2} \right) \quad (3-6)$$

Tegangan dan arus untuk *switch* terbuka yaitu :

$$v_1 = -V_o \quad (3-7)$$

$$v_1 = v_2 \left( \frac{N_1}{N_2} \right) = -V_o \left( \frac{N_1}{N_2} \right) \quad (3-8)$$

$$L_m \frac{di_{L_m}}{dt} = v_1 = -V_o \frac{N_1}{N_2} \quad (3-9)$$

$$\frac{di_{L_m}}{dt} = \frac{\Delta i_{L_m}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{L_m}}{(1-D)T} = \frac{-V_o N_1}{L_m N_2} \quad (3-10)$$

Untuk mengubah induktansi magnetik trafo dengan *switch* terbuka,

$$\Delta i_{L_{m\ open}} = \frac{-V_o(1-D)T N_1}{L_m N_2} \quad (3-11)$$

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 :

$$\Delta i_{L_m \text{ closed}} + \Delta i_{L_m \text{ open}} = 0 \quad (3-12)$$

$$\frac{V_s DT}{L_m} - \frac{V_0(1-D)T N_1}{L_m N_2} = 0 \quad (3-13)$$

Maka  $V_0$ ,

$$V_0 = V_s \frac{D}{1-D} \frac{N_2}{N_1} \quad (3-14)$$

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 :

$$i_D = -i \left( \frac{N_1}{N_2} \right) = i_{L_m} \left( \frac{N_1}{N_2} \right) \quad (3-15)$$

$$v_{S_w} = V_s - v_1 = V_s + V_0 \left( \frac{N_1}{N_2} \right) \quad (3-16)$$

$$i_R = \frac{V_0}{R} \quad (3-17)$$

$$i_C = i_D - i_R = i_{L_m} \left( \frac{N_1}{N_2} \right) - \frac{V_0}{R} \quad (3-18)$$

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 3.11. Daya yang diserap oleh beban resistor harus sama dengan yang diberikan oleh sumber untuk kasus ideal, yaitu :

$$P_s = P_0 \quad (3-19)$$

atau 
$$V_s I_s = \frac{V_0^2}{R} \quad (3-20)$$

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

$$I_s = \frac{(i_{L_m})_{DT}}{T} = (I_{L_m})D \quad (3-21)$$

Substitusikan  $I_s$  pada persamaan (3-20) untuk menghasilkan  $I_{L_m}$ ,

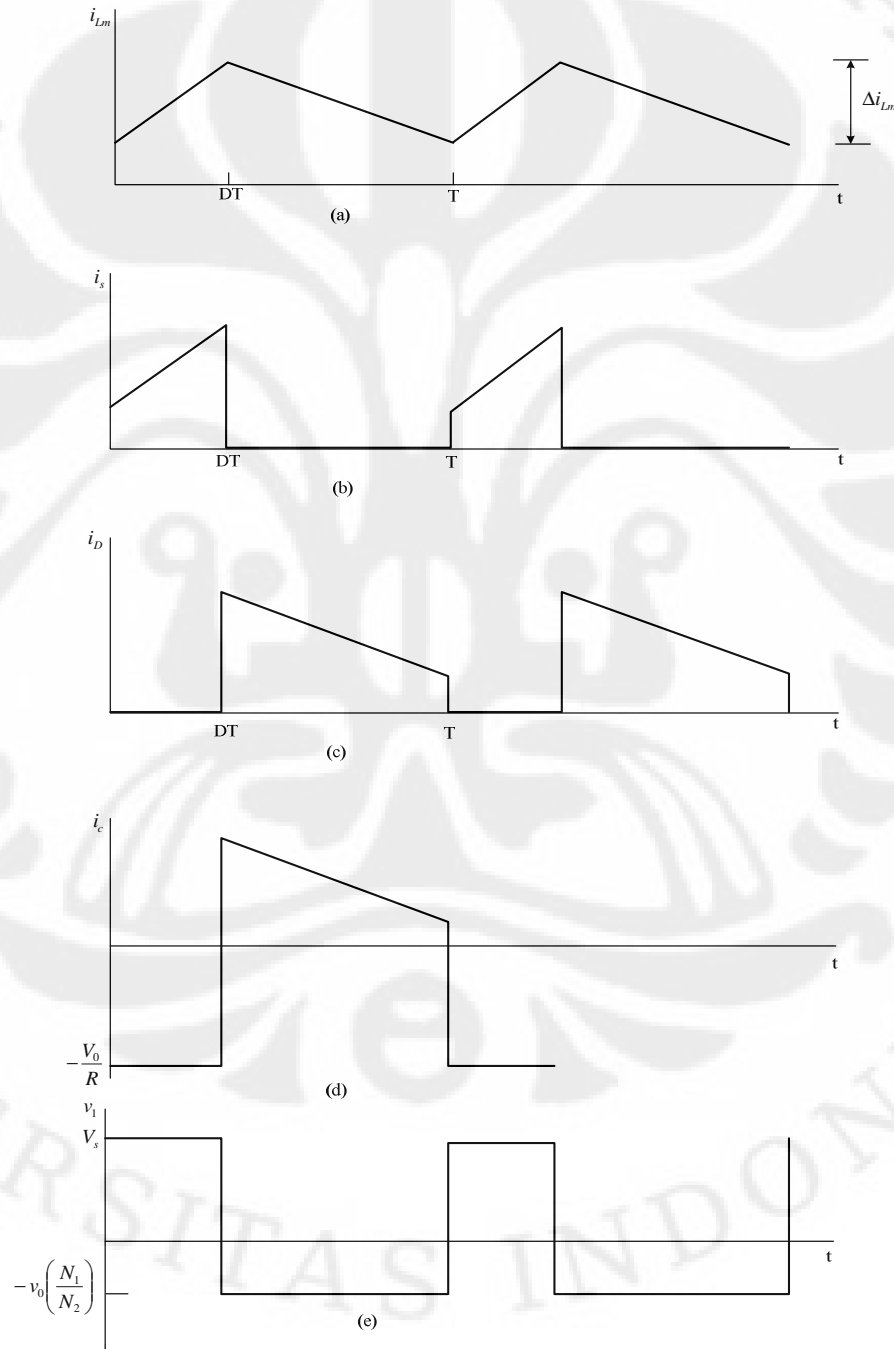
$$V_s I_{L_m} D = \frac{V_0^2}{R} \quad (3-22)$$

$$I_{L_m} = \frac{V_0^2}{V_s D R} \quad (3-23)$$

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

$$I_{Lm} = \frac{V_s D}{(1-D)^2 R} \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 = \frac{V_0}{(1-D)R} \left(\frac{N_2}{N_1}\right) \quad (3-24)$$

Nilai maksimum dan minimum dari arus induktor dihasilkan dari persamaan (3-24 dan 3-3).



Gambar 3.11 *Flyback converter current and voltage waveforms.*

$$I_{Lm,max} = I_{Lm} + \frac{\Delta i_{Lm}}{2} \quad (3-25)$$

$$I_{Lm,max} = \frac{V_s D}{(1-D)^2 R} \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 + \frac{V_s D T}{2L_m} \quad (3-26)$$

$$I_{Lm,min} = I_{Lm} - \frac{\Delta i_{Lm}}{2} \quad (3-27)$$

$$I_{Lm,min} = \frac{V_s D}{(1-D)^2 R} \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 - \frac{V_s D T}{2L_m} \quad (3-28)$$

Syarat arus yang berkelanjutan pada  $I_{Lm,min} > 0$ , seperti pada persamaan (3-28) pada batas antara arus berkelanjutan dan arus tidak berkelanjutan, yaitu :

$$I_{Lm,min} = 0 \quad (3-29)$$

$$\frac{V_s D}{(1-D)^2 R} \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 = \frac{V_s D T}{2L_m} = \frac{V_s D}{2L_m f} \quad (3-30)$$

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

$$(L_m)_{min} = \frac{(1-D)^2 R}{2f} \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \quad (3-31)$$

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

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RCf} \quad (3-32)$$

### 3.3.3. *Discontinuous-Current Mode in The Flyback Converter*

Untuk mode ketidakberlanjutan arus 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 3.12. Ketika *switch* tertutup, penambahan arus induktor ditunjukkan pada gambar 3.10. Sejak arus dimulai dari nol, nilai maksimum juga diperoleh dengan persamaan seperti berikut :

$$I_{Lm,max} = \frac{V_s D T}{L_m} \quad (3-33)$$

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

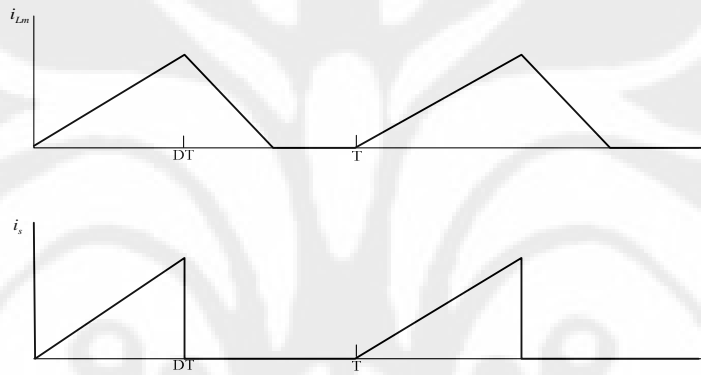
komponen nya ideal, catu daya dengan sumber DC akan sama dengan daya serap oleh tahanan resistor. Catu daya oleh sumber tegangan DC dikali rata-rata sumber arus, dan beban sumber adalah  $\frac{V_0^2}{R}$  :

$$P_s = P_o \quad (3-34)$$

$$V_s I_s = \frac{V_0^2}{R} \quad (3-35)$$

Rata-rata arus sumber adalah area dibawah bentuk gelombang segitiga seperti dari gambar 3.10b dibagi periode, menghasilkan :

$$I_s = \left(\frac{1}{2}\right) \left(\frac{V_s D T}{L_m}\right) (D T) \left(\frac{1}{T}\right) = \frac{V_s D^2 T}{2 L_m} \quad (3-36)$$



Gambar 3.12 Discontinuous current for the flyback converter.

Persamaan sumber daya dan beban sumber adalah :

$$\frac{V_s D^2 T}{2 L_m} = \frac{V_0^2}{R} \quad (3-37)$$

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

$$v_0 = V_s D \sqrt{\frac{T R}{2 L_m}} = V_s D \sqrt{\frac{R}{2 L_m f}} \quad (3-38)$$

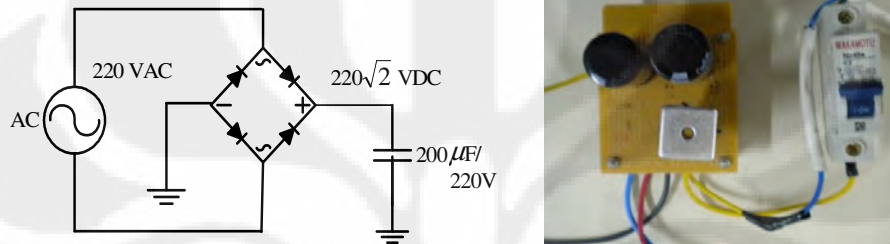


Tabel 3.2. Karakteristik beberapa *Switch-Mode Power supply*

Jenis Converter	Power range	Keuntungan	Kerugian
<i>Flyback (Two switch)</i>	<250 W	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Tanpa input induktor</li> <li>• Sebuah dioda per output</li> <li>• Pelipatan tegangan output mudah</li> <li>• Kontrol mudah</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Transformator lebih besar dari sistem bridge</li> <li>• Kapasitor output lebih besar dari sistem forward</li> <li>• Arus puncak lebih besar dari sistem forward</li> </ul>
<i>Forward (Two switch)</i>	<500W	<ul style="list-style-type: none"> <li>• <i>Output power</i> lebih besar dari <i>flyback</i></li> <li>• <i>Output ripple</i> lebih baik dari <i>flyback</i></li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Trafo lebih besar dari sistem Bridge</li> <li>• Sulit distabilkan</li> </ul>
<i>Half Bridge</i>	<1000W	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Transformator lebih kecil dari forward</li> <li>• Primer <i>switch</i> bekerja pada <math>1/2 U_{in}</math></li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Dibutuhkan arus RMS yang besar pada kapasitor primer</li> <li>• Diperlukan dua kutup <i>small signal</i></li> </ul>
<i>Full Bridge</i>	<2000W	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Daya ganda pada output dengan <i>switch</i> yang sama</li> <li>• Transformator lebih kecil dari forward</li> <li>• Tidak diperlukan kapasitor primer yang besar RMS-nya</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Pengendalian <i>switch</i> lebih kompleks</li> <li>• Diperlukan dua kutup <i>small signal</i></li> </ul>
<i>Push-pull</i>	<100W	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Sangat sederhana</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• <i>Problem flux symmetry</i></li> <li>• <i>Transformator oversize</i></li> <li>• <i>Switch</i> memerlukan sekitar <math>2 U_{in}</math></li> <li>• Diperlukan dua kutup <i>small signal</i></li> </ul>

## BAB IV ANALISA

Pembahasan dari rangkaian Perancangan *Switching Power supply* Untuk mencatu sistem pensaklaran igtb pada inverter. Dimulai dengan pembahasan tentang dioda penyearah atau yang sering disebut dengan dioda bridge yang digunakan untuk menyearahkan tegangan AC menjadi tegangan DC. Seperti pada Gambar 4.1



Gambar 4.1 Dioda bride pada rangkaian dan pada praktek

Tegangan masukan yang diberikan pada dioda bridge sebesar 220volt, 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 :

$$V_r = V_M (T/RC)$$

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

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

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

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

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

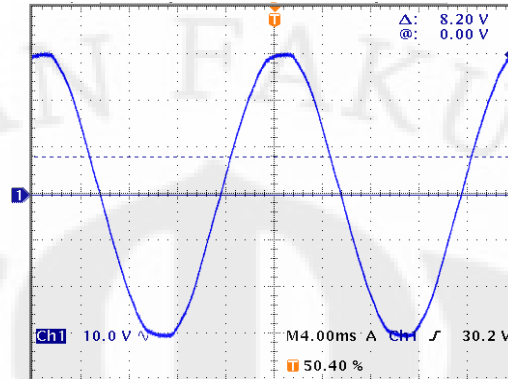
Tegangan yang diperoleh pada saat praktek, seperti pada gambar 4.2 dan 4.3 :

$$V_{AC} = 211 \text{ volt}$$

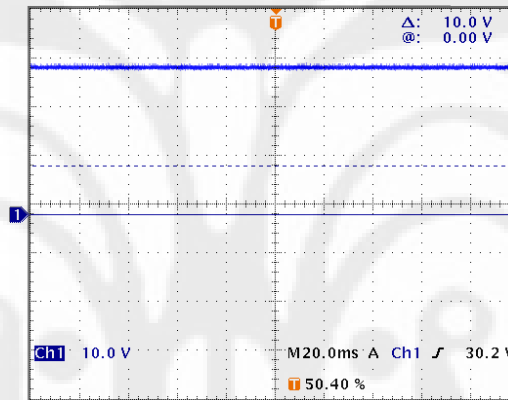
$$V_{DC} = 286 \text{ volt}$$

$$V_r = 12,39 \text{ volt}$$

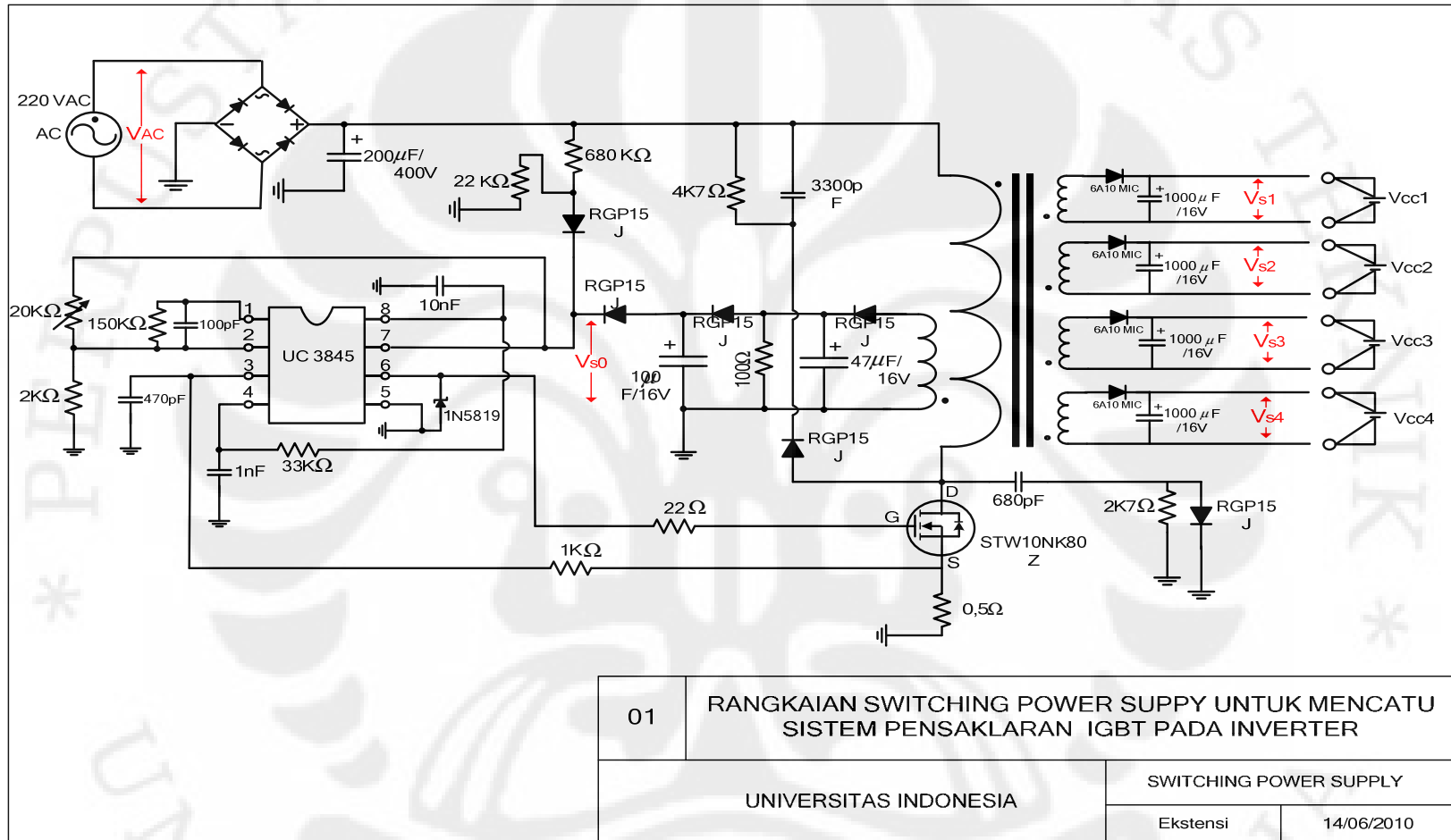
$$\%V_r = 4,33\%$$



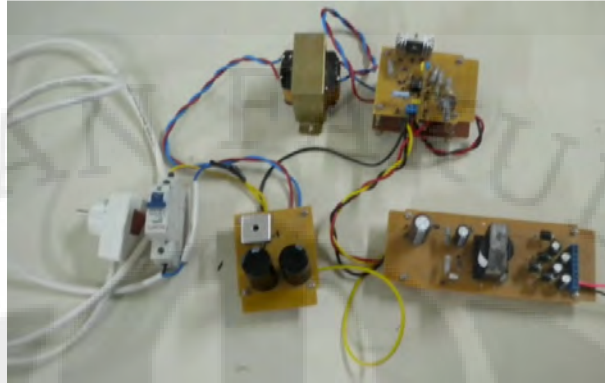
Gambar 4.2 Tegangan masukan AC pada osiloskop dengan probe 10x



Gambar 4.3 Tegangan masukan DC pada osiloskop dengan probe 10x



Gambar 4.4 Rangkaian Switching Power supply pada saat diambil data sampel

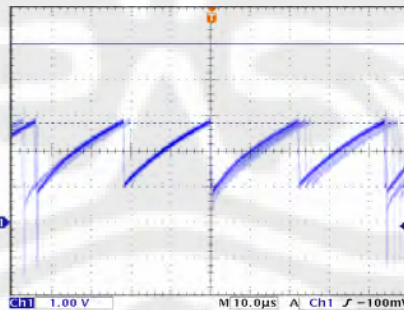


Gambar 4.5 Rangkaian Switching *Power supply* pada prakteknya

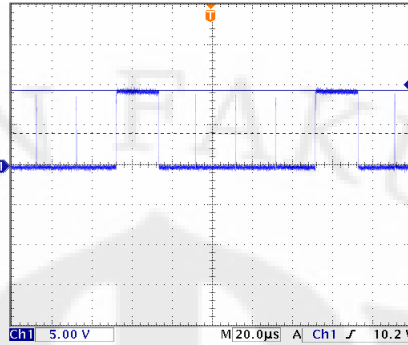
Keadaan sebelum dibebani :

Keadaan tanpa beban	Besar tegangan (Volt)
$V_{S0}$	4,76
$V_{S1}$	14,90
$V_{S2}$	10,93
$V_{S3}$	13,29
$V_{S4}$	9,90
Kaki 2 – GND	2,47
Kaki 4 – GND	2,03
Kaki 6 – GND	0,88
Kaki 7 – GND	9,61
R22 – GND	0,84

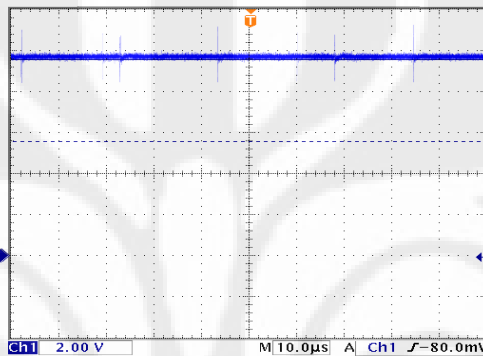
Tabel 4.1. Percobaan rangkaian tanpa beban



Gambar 4.6 Sinyal keluaran pada kaki 4 UC3845 pada osiloskop

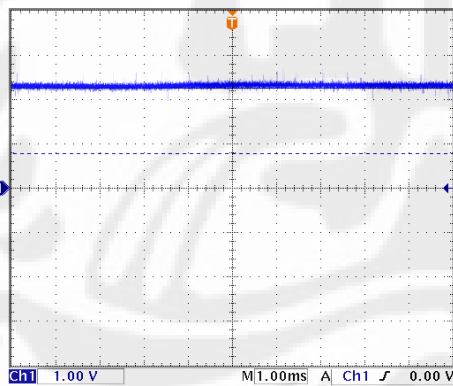


Gambar 4.7 Sinyal keluaran pada kaki 6 UC3845 pada osiloskop

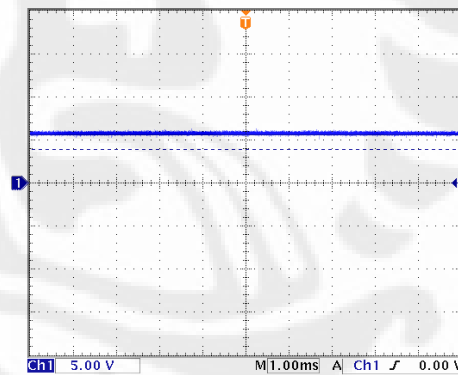


Gambar 4.8 Sinyal keluaran pada kaki 7 UC3845 pada osiloskop

Keadaan setelah dibebani  $100\Omega$  pada sekunder 1:



Gambar 4.9 Tegangan pada sekunder 1  
pada beban  $100\Omega$

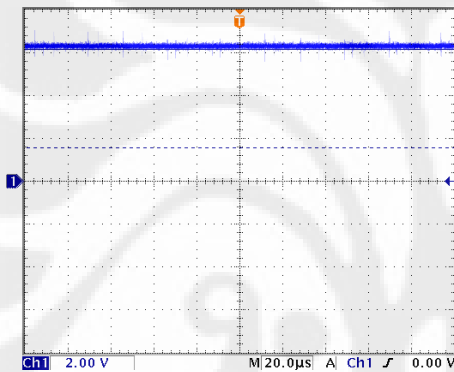


Gambar 4.10 Tegangan pada sekunder 0 pada  
beban  $100\Omega$

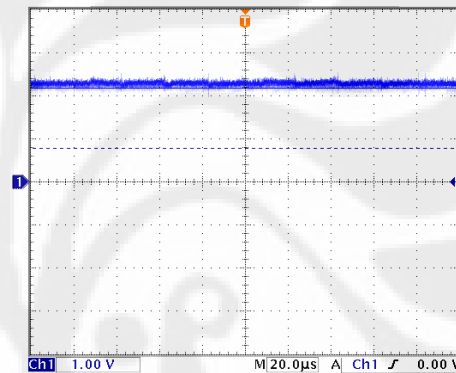
Keadaan dengan beban 100Ω	Besar tegangan (Volt)
$V_{S0}$	5,75
$V_{S1}$	2,756
Kaki 1 – GND	7,21
Kaki 2 – GND	1,23
Kaki 4 – GND	1,97
Kaki 6 – GND	1,85
Kaki 7 – GND	9,56
R22 – GND	1,81
$I_{S1}$	130 mA

Tabel 4.2. Percobaan rangkaian dengan beban 100Ω pada sekunder 1

Keadaan setelah dibebani 40Ω pada sekunder 1:



Gambar 4.11 Tegangan pada sekunder 0 pada beban 40Ω



Gambar 4.12 Tegangan pada sekunder 1 pada beban 40Ω

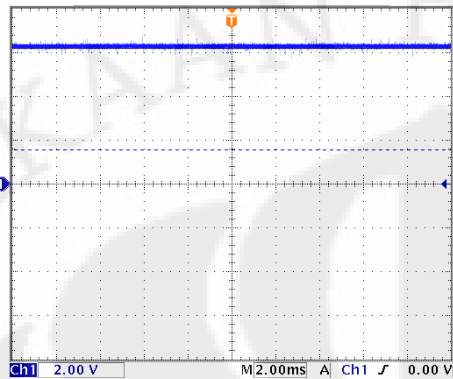
Keadaan dengan beban 40Ω	Besar tegangan (Volt)
$V_{S0}$	6,00
$V_{S1}$	1,989
Kaki 1 – GND	7,23
Kaki 2 – GND	1,30
Kaki 4 – GND	1,90
Kaki 6 – GND	1,55
Kaki 7 – GND	9,88
R22 – GND	1,51
$I_{S1}$	368 mA

Tabel 4.3. Percobaan rangkaian dengan beban 40Ω pada sekunder 1

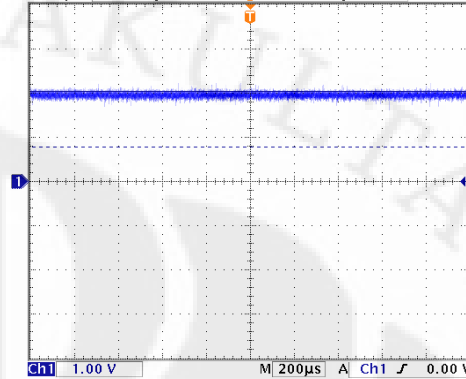
Keadaan setelah dibebani  $35\Omega$  pada sekunder 1:

$$V_{S0} = 6,04 \text{ volt}$$

$$V_{S1} = 1,905 \text{ volt}$$



Gambar 4.13 Tegangan pada sekunder pada beban  $35\Omega$



Gambar 4.14 Tegangan pada sekunder 1 pada beban  $35\Omega$

Keadaan dengan beban $35\Omega$	Besar tegangan (Volt)
$V_{S0}$	6,04
$V_{S1}$	1,905
Kaki 1 – GND	7,18
Kaki 2 – GND	1,37
Kaki 4 – GND	1,83
Kaki 6 – GND	1,52
Kaki 7 – GND	9,96
R22 – GND	1,56
$I_{S1}$	414 mA

Tabel 4.4. Percobaan rangkaian dengan beban  $35\Omega$  pada sekunder 1



## BAB V

### KESIMPULAN DAN SARAN

#### 5.1 Kesimpulan

Berdasarkan perancangan *switching power supply* untuk mencatu sistem pensaklaran IGBT pada inverter dapat disimpulkan beberapa hal sebagai berikut :

1. *Switched Mode Power supply* adalah komponen semikonduktor bekerja pada daerah tidak linier, mempunyai efisiensi minimum 71%, tidak tergantung pada perubahan tegangan input dan beban serta besarnya tegangan output yang dikeluarkan, hanya memerlukan sedikit mungkin rangkaian filter, dan dapat bekerja pada frekuensi 50 kHz.
2. Penggunaan rangkaian flyback converter hanya menggunakan satu rangkaian pengendali untuk tegangan keluaran nya, dimana tiap tegangan keluaran nya akan menghasilkan besar tegangan yang berbeda-beda dan memiliki ground masing-masing/ *floating*.
3. Semakin besar tahanan yang digunakan pada keluaran sekunder , maka arus akan semakin besar.
4. Besar tegangan ripple yang dihasilkan berdasarkan praktek, sangat berbeda dengan hasil perhitungan secara teori.

#### 5.2 SARAN

Berdasarkan perancangan *switching power supply* untuk mencatu sistem pensaklaran IGBT pada inverter disarankan untuk :

1. Menggunakan Inti ferrit pada transformator, hal ini dapat menurunkan kerugian arus eddy menjadi sangat rendah. namun efek yang dihasilkan adalah kebisingan yang dihasilkan oleh frekuensi yang dilalui pada trafo.
2. Sebelum menggulung trafo, sebaiknya dilakukan perancangan untuk menentukan jumlah lilitan dan besar penampang kawat yang akan digunakan.
3. Terlebih dahulu mempersiapkan rangkaian pengendali, agar memperoleh sinyal carrier sesuai perancangan.

## DAFTAR PUSTAKA

- [1] Hart, Daniel W. *Introduction To Power Electronics: International Edition*. Prentice Hall International. London. (1997).
- [2] Pressman, Abraham I. *Switching Power supply Design*. McGraw Hill. New York. (1999).
- [3] ON Semiconductor. (2004). *High Performance Current Mode Controllers- UC3845*. April 12, 2010. <http://onsemi.com>
- [4] Wikipedia. (2010, Juli 24). *Switched-mode power supply*. April 10, 2010. [http://en.wikipedia.org/wiki/Switched-mode\\_power\\_supply](http://en.wikipedia.org/wiki/Switched-mode_power_supply)
- [5] Johar, Arif Taufiq. (2010). *Menggulung Trafo-Perhitungan Praktis Lilitan Trafo*. Mei 07, 2010. <http://guru.technosains.com/MenggulungTrafo.htm>
- [6] Wikipedia. (2010, Juli 14). *Transformers*. Juli 02, 2010. <http://en.wikipedia.org/wiki/Transformers>

# UC3844, UC3845, UC2844, UC2845

## High Performance Current Mode Controllers

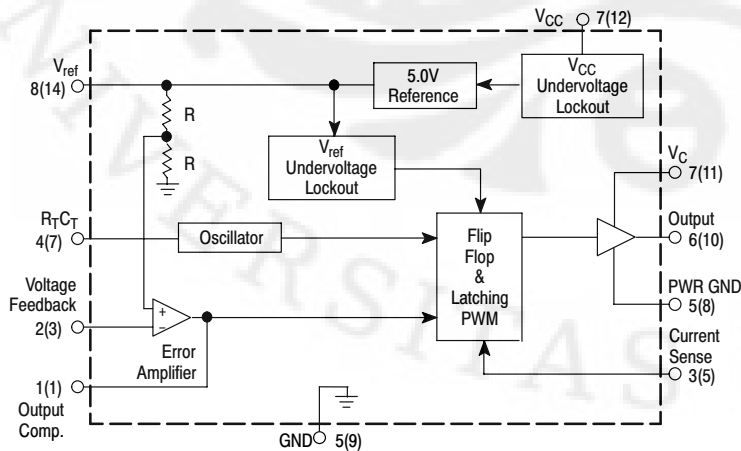
The UC3844, UC3845 series are high performance fixed frequency current mode controllers. They are specifically designed for Off-Line and DC-to-DC converter applications offering the designer a cost effective solution with minimal external components. These integrated circuits feature an oscillator, a temperature compensated reference, high gain error amplifier, current sensing comparator, and a high current totem pole output ideally suited for driving a power MOSFET.

Also included are protective features consisting of input and reference undervoltage lockouts each with hysteresis, cycle-by-cycle current limiting, a latch for single pulse metering, and a flip-flop which blanks the output off every other oscillator cycle, allowing output dead times to be programmed for 50% to 70%.

These devices are available in an 8-pin dual-in-line plastic package as well as the 14-pin plastic surface mount (SOIC-14). The SOIC-14 package has separate power and ground pins for the totem pole output stage.

The UC3844 has UVLO thresholds of 16 V (on) and 10 V (off), ideally suited for off-line converters. The UC3845 is tailored for lower voltage applications having UVLO thresholds of 8.5 V (on) and 7.6 V (off).

- Current Mode Operation to 500 kHz Output Switching Frequency
- Output Deadtime Adjustable from 50% to 70%
- Automatic Feed Forward Compensation
- Latching PWM for Cycle-By-Cycle Current Limiting
- Internally Trimmed Reference with Undervoltage Lockout
- High Current Totem Pole Output
- Input Undervoltage Lockout with Hysteresis
- Low Startup and Operating Current
- Direct Interface with ON Semiconductor SENSEFET™ Products
- Pb-Free Packages are Available

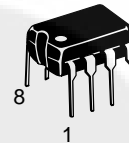


Pin numbers in parenthesis are for the D suffix SOIC-14 package.

Figure 1. Simplified Block Diagram



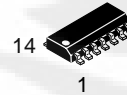
<http://onsemi.com>



PDIP-8  
N SUFFIX  
CASE 626

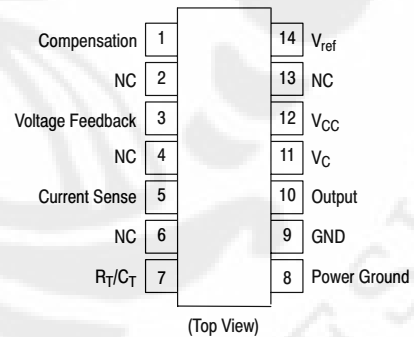
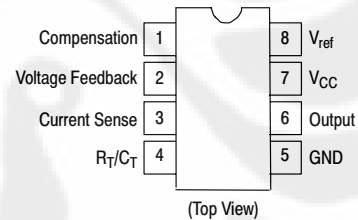


SOIC-8  
D1 SUFFIX  
CASE 751A



SOIC-14  
D SUFFIX  
CASE 751A

### PIN CONNECTIONS



### ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 15 of this data sheet.

### DEVICE MARKING INFORMATION

See general marking information in the device marking section on page 15 of this data sheet.

## UC3844, UC3845, UC2844, UC2845

### MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Total Power Supply and Zener Current	$(I_{CC} + I_Z)$	30	mA
Output Current, Source or Sink (Note 1)	$I_O$	1.0	A
Output Energy (Capacitive Load per Cycle)	W	5.0	$\mu$ J
Current Sense and Voltage Feedback Inputs	$V_{in}$	- 0.3 to + 5.5	V
Error Amp Output Sink Current	$I_O$	10	mA
Power Dissipation and Thermal Characteristics D Suffix, Plastic Package, Case 751A Maximum Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Thermal Resistance Junction-to-Air N Suffix, Plastic Package, Case 626 Maximum Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Thermal Resistance Junction-to-Air	$P_D$ $R_{\theta JA}$	862 145	mW $^\circ\text{C/W}$
	$P_D$ $R_{\theta JA}$	1.25 100	W $^\circ\text{C/W}$
Operating Junction Temperature	$T_J$	+ 150	$^\circ\text{C}$
Operating Ambient Temperature UC3844, UC3845 UC2844, UC2845	$T_A$	0 to + 70 - 25 to + 85	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	$T_{stg}$	- 65 to + 150	$^\circ\text{C}$

Maximum ratings are those values beyond which device damage can occur. Maximum ratings applied to the device are individual stress limit values (not normal operating conditions) and are not valid simultaneously. If these limits are exceeded, device functional operation is not implied, damage may occur and reliability may be affected.

1. Maximum Package power dissipation limits must be observed.

# UC3844, UC3845, UC2844, UC2845

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

( $V_{CC} = 15\text{ V}$ , (Note 2),  $R_T = 10\text{ k}$ ,  $C_T = 3.3\text{ nF}$ ,  $T_A = T_{low}$  to  $T_{high}$  (Note 3), unless otherwise noted.)

Characteristics	Symbol	UC284X			UC384X			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	

### REFERENCE SECTION

Reference Output Voltage ( $I_O = 1.0\text{ mA}$ , $T_J = 25^\circ\text{C}$ )	$V_{ref}$	4.95	5.0	5.05	4.9	5.0	5.1	V
Line Regulation ( $V_{CC} = 12\text{ V to } 25\text{ V}$ )	$Reg_{line}$	–	2.0	20	–	2.0	20	mV
Load Regulation ( $I_O = 1.0\text{ mA to } 20\text{ mA}$ )	$Reg_{load}$	–	3.0	25	–	3.0	25	mV
Temperature Stability	$T_S$	–	0.2	–	–	0.2	–	mV/ $^\circ\text{C}$
Total Output Variation over Line, Load, Temperature	$V_{ref}$	4.9	–	5.1	4.82	–	5.18	V
Output Noise Voltage ( $f = 10\text{ Hz to kHz}$ , $T_J = 25^\circ\text{C}$ )	$V_n$	–	50	–	–	50	–	$\mu\text{V}$
Long Term Stability ( $T_A = 125^\circ\text{C}$ for 1000 Hours)	S	–	5.0	–	–	5.0	–	mV
Output Short Circuit Current	$I_{SC}$	–30	–85	–180	–30	–85	–180	mA

### OSCILLATOR SECTION

Frequency $T_J = 25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{low}$ to $T_{high}$	$f_{osc}$	47 46	52 –	57 60	47 46	52 –	57 60	kHz
Frequency Change with Voltage ( $V_{CC} = 12\text{ V to } 25\text{ V}$ )	$\Delta f_{osc}/\Delta V$	–	0.2	1.0	–	0.2	1.0	%
Frequency Change with Temperature $T_A = T_{low}$ to $T_{high}$	$\Delta f_{osc}/\Delta T$	–	5.0	–	–	5.0	–	%
Oscillator Voltage Swing (Peak-to-Peak)	$V_{osc}$	–	1.6	–	–	1.6	–	V
Discharge Current ( $V_{osc} = 2.0\text{ V}$ , $T_J = 25^\circ\text{C}$ )	$I_{dischg}$	–	10.8	–	–	10.8	–	mA

### ERROR AMPLIFIER SECTION

Voltage Feedback Input ( $V_O = 2.5\text{ V}$ )	$V_{FB}$	2.45	2.5	2.55	2.42	2.5	2.58	V
Input Bias Current ( $V_{FB} = 2.7\text{ V}$ )	$I_B$	–	–0.1	–1.0	–	–0.1	–2.0	$\mu\text{A}$

2. Adjust  $V_{CC}$  above the Startup threshold before setting to 15 V.

3. Low duty cycle pulse techniques are used during test to maintain junction temperature as close to ambient as possible.

$T_{low} = 0^\circ\text{C}$  for UC3844, UC3845  
–25 $^\circ\text{C}$  for UC2844, UC2845

$T_{high} = +70^\circ\text{C}$  for UC3844, UC3845  
+85 $^\circ\text{C}$  for UC2844, UC2845

# UC3844, UC3845, UC2844, UC2845

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

( $V_{CC} = 15\text{ V}$ , (Note 4),  $R_T = 10\text{ k}$ ,  $C_T = 3.3\text{ nF}$ ,  $T_A = T_{\text{low}}$  to  $T_{\text{high}}$  (Note 5), unless otherwise noted.)

Characteristics	Symbol	UC284X			UC384X			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	

### ERROR AMPLIFIER SECTION (continued)

Open Loop Voltage Gain ( $V_O = 2.0\text{ V}$ to $4.0\text{ V}$ )	$A_{VOL}$	65	90	–	65	90	–	dB
Unity Gain Bandwidth ( $T_J = 25^\circ\text{C}$ )	BW	0.7	1.0	–	0.7	1.0	–	MHz
Power Supply Rejection Ratio ( $V_{CC} = 12\text{ V}$ to $25\text{ V}$ )	PSRR	60	70	–	60	70	–	dB
Output Current Sink ( $V_O = 1.1\text{ V}$ , $V_{FB} = 2.7\text{ V}$ ) Source ( $V_O = 5.0\text{ V}$ , $V_{FB} = 2.3\text{ V}$ )	$I_{\text{Sink}}$ $I_{\text{Source}}$	2.0 –0.5	12 –1.0	– –	2.0 –0.5	12 –1.0	– –	mA
Output Voltage Swing High State ( $R_L = 15\text{ k}$ to ground, $V_{FB} = 2.3\text{ V}$ ) Low State ( $R_L = 15\text{ k}$ to $V_{\text{ref}}$ , $V_{FB} = 2.7\text{ V}$ )	$V_{OH}$ $V_{OL}$	5.0 –	6.2 0.8	– 1.1	5.0 –	6.2 0.8	– 1.1	V

### CURRENT SENSE SECTION

Current Sense Input Voltage Gain (Notes 6 & 7)	$A_V$	2.85	3.0	3.15	2.85	3.0	3.15	V/V
Maximum Current Sense Input Threshold (Note 6)	$V_{th}$	0.9	1.0	1.1	0.9	1.0	1.1	V
Power Supply Rejection Ratio $V_{CC} = 12\text{ V}$ to $25\text{ V}$ (Note 6)	PSRR	–	70	–	–	70	–	dB
Input Bias Current	$I_{IB}$	–	–2.0	–10	–	–2.0	–10	$\mu\text{A}$
Propagation Delay (Current Sense Input to Output)	$t_{PLH(IN/OUT)}$	–	150	300	–	150	300	ns

### OUTPUT SECTION

Output Voltage Low State ( $I_{\text{Sink}} = 20\text{ mA}$ ) ( $I_{\text{Sink}} = 200\text{ mA}$ ) High State ( $I_{\text{Sink}} = 20\text{ mA}$ ) ( $I_{\text{Sink}} = 200\text{ mA}$ )	$V_{OL}$ $V_{OH}$	– – 12 12	0.1 1.6 13.5 13.4	0.4 2.2 – –	– – 13 12	0.1 1.6 13.5 13.4	0.4 2.2 – –	V
Output Voltage with UVLO Activated $V_{CC} = 6.0\text{ V}$ , $I_{\text{Sink}} = 1.0\text{ mA}$	$V_{OL(UVLO)}$	–	0.1	1.1	–	0.1	1.1	V
Output Voltage Rise Time ( $C_L = 1.0\text{ nF}$ , $T_J = 25^\circ\text{C}$ )	$t_r$	–	50	150	–	50	150	ns
Output Voltage Fall Time ( $C_L = 1.0\text{ nF}$ , $T_J = 25^\circ\text{C}$ )	$t_f$	–	50	150	–	50	150	ns

### UNDERVOLTAGE LOCKOUT SECTION

Startup Threshold UCX844 UCX845	$V_{th}$	15 7.8	16 8.4	17 9.0	14.5 7.8	16 8.4	17.5 9.0	V
Minimum Operating Voltage After Turn-On UCX844 UCX845	$V_{CC(\text{min})}$	9.0 7.0	10 7.6	11 8.2	8.5 7.0	10 7.6	11.5 8.2	V

### PWM SECTION

Duty Cycle Maximum Minimum	$DC_{\text{max}}$ $DC_{\text{min}}$	46 –	48 –	50 0	47 –	48 –	50 0	%
----------------------------------	--	---------	---------	---------	---------	---------	---------	---

### TOTAL DEVICE

Power Supply Current (Note 4) Startup: ( $V_{CC} = 6.5\text{ V}$ for UCX845A, 14 V for UCX844) Operating	$I_{CC}$	– –	0.5 12	1.0 17	– –	0.5 12	1.0 17	mA
Power Supply Zener Voltage ( $I_{CC} = 25\text{ mA}$ )	$V_Z$	30	36	–	30	36	–	V

- Adjust  $V_{CC}$  above the Startup threshold before setting to 15 V.
- Low duty cycle pulse techniques are used during test to maintain junction temperature as close to ambient as possible.  
 $T_{\text{low}} = 0^\circ\text{C}$  for UC3844, UC3845  
 $T_{\text{high}} = +70^\circ\text{C}$  for UC3844, UC3845  
 $-25^\circ\text{C}$  for UC2844, UC2845  
 $+85^\circ\text{C}$  for UC2844, UC2845
- This parameter is measured at the latch trip point with  $V_{FB} = 0\text{ V}$ .
- Comparator gain is defined as:  $A_V = \frac{\Delta V_{\text{Output Compensation}}}{\Delta V_{\text{Current Sense Input}}}$

# UC3844, UC3845, UC2844, UC2845

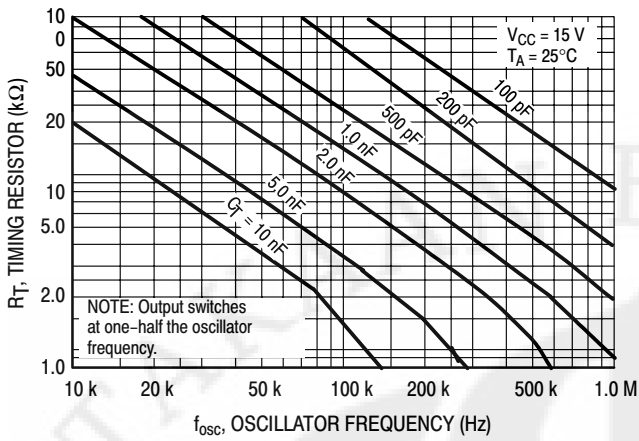


Figure 2. Timing Resistor versus Oscillator Frequency

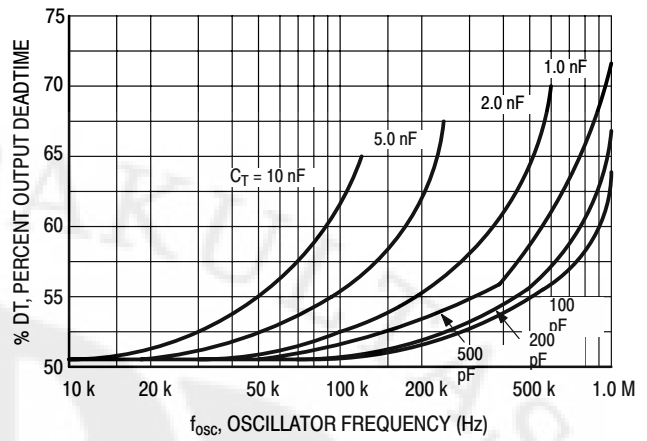


Figure 3. Output Deadtime versus Oscillator Frequency

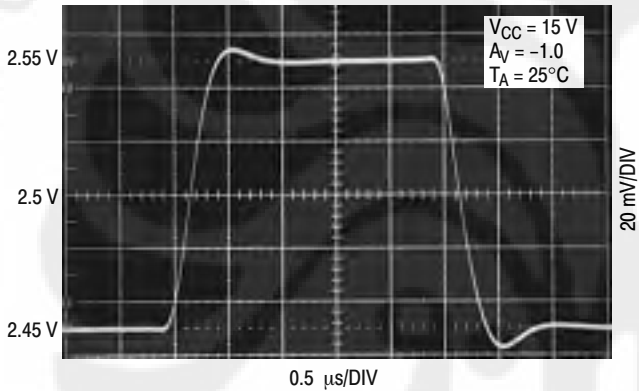


Figure 4. Error Amp Small Signal Transient Response

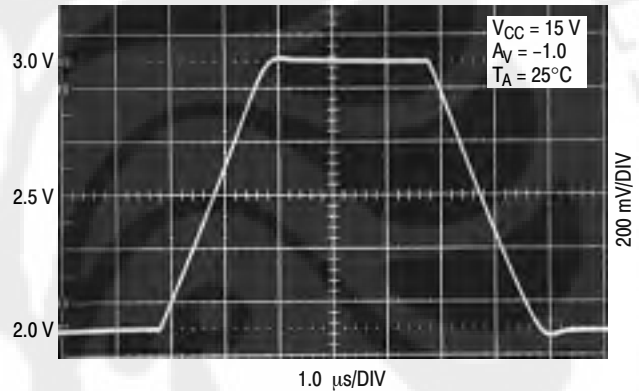


Figure 5. Error Amp Large Signal Transient Response

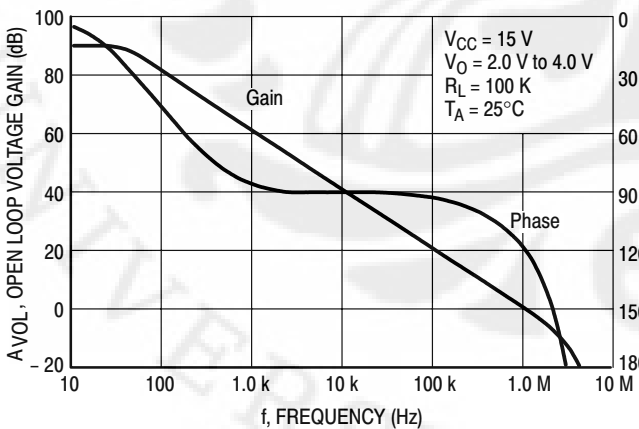


Figure 6. Error Amp Open Loop Gain and Phase versus Frequency

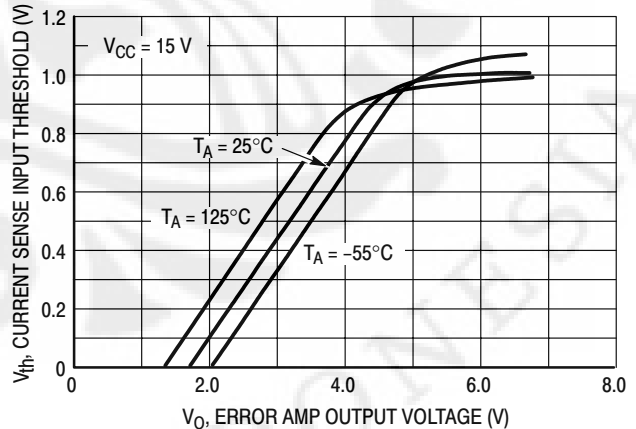


Figure 7. Current Sense Input Threshold versus Error Amp Output Voltage

UC3844, UC3845, UC2844, UC2845

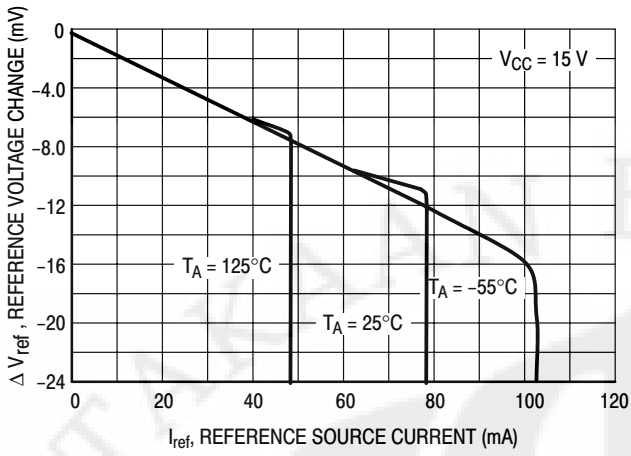


Figure 8. Reference Voltage Change versus Source Current

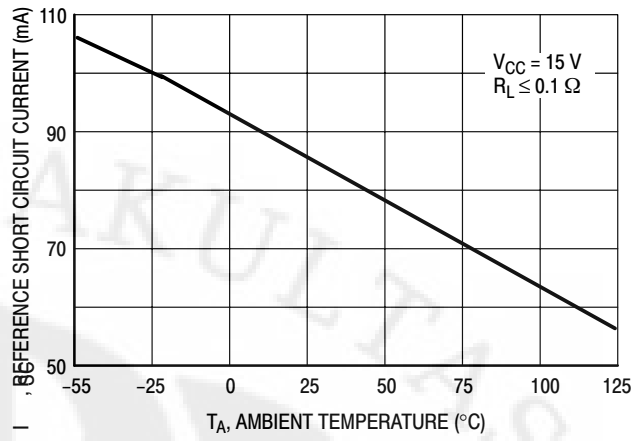


Figure 9. Reference Short Circuit Current versus Temperature

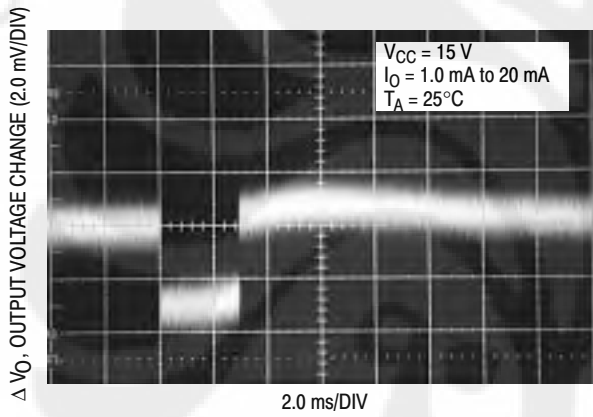


Figure 10. Reference Load Regulation

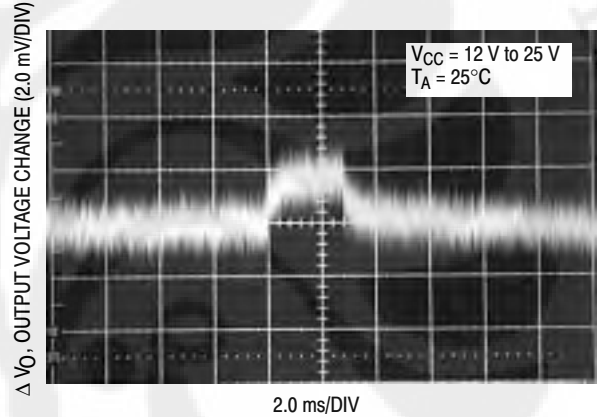


Figure 11. Reference Line Regulation

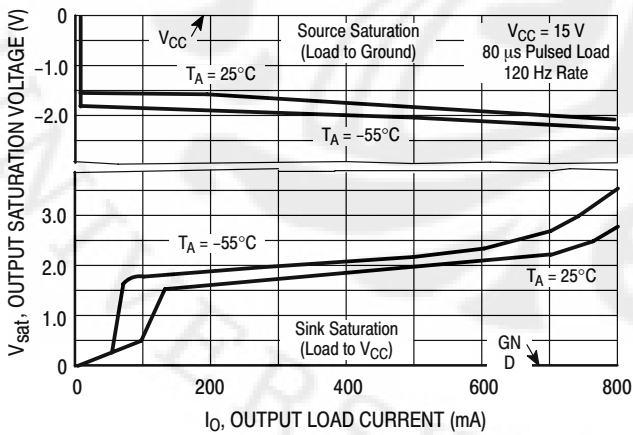


Figure 12. Output Saturation Voltage versus Load Current

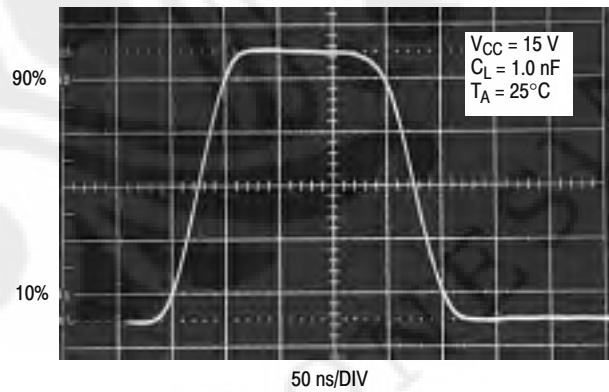


Figure 13. Output Waveform



# UC3844, UC3845, UC2844, UC2845

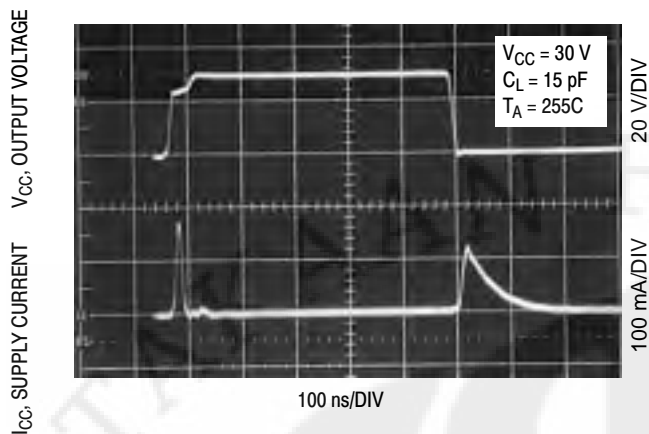


Figure 14. Output Cross Conduction

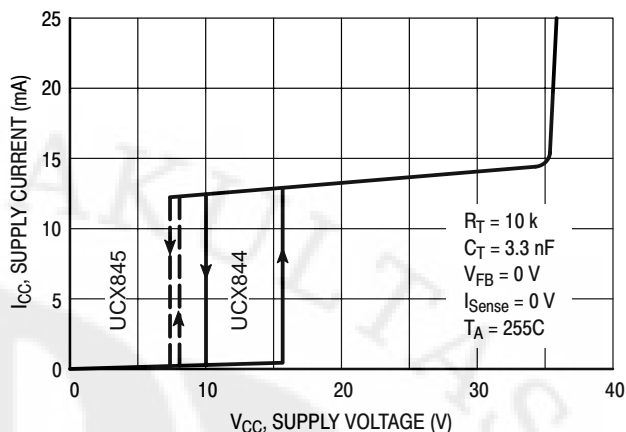


Figure 15. Supply Current versus Supply Voltage

## PIN FUNCTION DESCRIPTION

Pin		Function	Description
8-Pin	14-Pin		
1	1	Compensation	This pin is Error Amplifier output and is made available for loop compensation.
2	3	Voltage Feedback	This is the inverting input of the Error Amplifier. It is normally connected to the switching power supply output through a resistor divider.
3	5	Current Sense	A voltage proportional to inductor current is connected to this input. The PWM uses this information to terminate the output switch conduction.
4	7	$R_T/C_T$	The Oscillator frequency and maximum Output duty cycle are programmed by connecting resistor $R_T$ to $V_{ref}$ and capacitor $C_T$ to ground. Operation to 1.0 MHz is possible.
5	-	GND	This pin is combined control circuitry and power ground (8-pin package only).
6	10	Output	This output directly drives the gate of a power MOSFET. Peak currents up to 1.0 A are sourced and sunk by this pin. The output switches at one-half the oscillator frequency.
7	12	$V_{CC}$	This pin is the positive supply of the control IC.
8	14	$V_{ref}$	This is the reference output. It provides charging current for capacitor $C_T$ through resistor $R_T$ .
-	8	Power Ground	This pin is a separate power ground return (14-pin package only) that is connected back to the power source. It is used to reduce the effects of switching transient noise on the control circuitry.
-	11	$V_C$	The Output high state ( $V_{OH}$ ) is set by the voltage applied to this pin (14-pin package only). With a separate power source connection, it can reduce the effects of switching transient noise on the control circuitry.
-	9	GND	This pin is the control circuitry ground return (14-pin package only) and is connected to back to the power source ground.
-	2,4,6,13	NC	No connection (14-pin package only). These pins are not internally connected.

## OPERATING DESCRIPTION

The UC3844, UC3845 series are high performance, fixed frequency, current mode controllers. They are specifically designed for Off-Line and DC-to-DC converter applications offering the designer a cost effective solution with minimal external components. A representative block diagram is shown in Figure 16.

**Oscillator**

The oscillator frequency is programmed by the values selected for the timing components  $R_T$  and  $C_T$ . Capacitor  $C_T$  is charged from the 5.0 V reference through resistor  $R_T$  to approximately 2.8 V and discharged to 1.2 V by an internal current sink. During the discharge of  $C_T$ , the oscillator generates an internal blanking pulse that holds the center input of the NOR gate high. This causes the Output to be in a low state, thus producing a controlled amount of output deadtime. An internal flip-flop has been incorporated in the UCX844/5 which blanks the output off every other clock cycle by holding one of the inputs of the NOR gate high. This in combination with the  $C_T$  discharge period yields output deadtimes programmable from 50% to 70%. Figure 2 shows  $R_T$  versus Oscillator Frequency and Figure 3, Output Deadtime versus Frequency, both for given values of  $C_T$ . Note that many values of  $R_T$  and  $C_T$  will give the same oscillator frequency but only one combination will yield a specific output deadtime at a given frequency.

In many noise sensitive applications it may be desirable to frequency-lock the converter to an external system clock. This can be accomplished by applying a clock signal to the circuit shown in Figure 18. For reliable locking, the free-running oscillator frequency should be set about 10% less than the clock frequency. A method for multi unit synchronization is shown in Figure 19. By tailoring the clock waveform, accurate Output duty cycle clamping can be achieved to realize output deadtimes of greater than 70%.

**Error Amplifier**

A fully compensated Error Amplifier with access to the inverting input and output is provided. It features a typical dc voltage gain of 90 dB, and a unity gain bandwidth of 1.0 MHz with 57 degrees of phase margin (Figure 6). The noninverting input is internally biased at 2.5 V and is not pinned out. The converter output voltage is typically divided down and monitored by the inverting input. The maximum input bias current is  $-2.0 \mu\text{A}$  which can cause an output voltage error that is equal to the product of the input bias current and the equivalent input divider source resistance.

The Error Amp Output (Pin 1) is provide for external loop compensation (Figure 29). The output voltage is offset by two diode drops ( $\approx 1.4 \text{ V}$ ) and divided by three before it connects to the inverting input of the Current Sense Comparator. This guarantees that no drive pulses appear at the Output (Pin 6) when Pin 1 is at its lowest state ( $V_{OL}$ ).

This occurs when the power supply is operating and the load is removed, or at the beginning of a soft-start interval (Figures 21, 22). The Error Amp minimum feedback resistance is limited by the amplifier's source current (0.5 mA) and the required output voltage ( $V_{OH}$ ) to reach the comparator's 1.0 V clamp level:

$$R_{f(\min)} \approx \frac{3.0 (1.0 \text{ V}) + 1.4 \text{ V}}{0.5 \text{ mA}} = 8800 \Omega$$

**Current Sense Comparator and PWM Latch**

The UC3844, UC3845 operate as a current mode controller, whereby output switch conduction is initiated by the oscillator and terminated when the peak inductor current reaches the threshold level established by the Error Amplifier Output/Compensation (Pin1). Thus the error signal controls the inductor current on a cycle-by-cycle basis. The current Sense Comparator PWM Latch configuration used ensures that only a single pulse appears at the Output during any given oscillator cycle. The inductor current is converted to a voltage by inserting the ground referenced sense resistor  $R_S$  in series with the source of output switch Q1. This voltage is monitored by the Current Sense Input (Pin 3) and compared a level derived from the Error Amp Output. The peak inductor current under normal operating conditions is controlled by the voltage at pin 1 where:

$$I_{pk} = \frac{V_{(\text{Pin } 1)} - 1.4 \text{ V}}{3 R_S}$$

Abnormal operating conditions occur when the power supply output is overloaded or if output voltage sensing is lost. Under these conditions, the Current Sense Comparator threshold will be internally clamped to 1.0 V. Therefore the maximum peak switch current is:

$$I_{pk(\max)} = \frac{1.0 \text{ V}}{R_S}$$

When designing a high power switching regulator it becomes desirable to reduce the internal clamp voltage in order to keep the power dissipation of  $R_S$  to a reasonable level. A simple method to adjust this voltage is shown in Figure 20. The two external diodes are used to compensate the internal diodes yielding a constant clamp voltage over temperature. Erratic operation due to noise pickup can result if there is an excessive reduction of the  $I_{pk(\max)}$  clamp voltage.

A narrow spike on the leading edge of the current waveform can usually be observed and may cause the power supply to exhibit an instability when the output is lightly loaded. This spike is due to the power transformer interwinding capacitance and output rectifier recovery time. The addition of an RC filter on the Current Sense Input with a time constant that approximates the spike duration will usually eliminate the instability; refer to Figure 24.



# UC3844, UC3845, UC2844, UC2845

## Undervoltage Lockout

Two undervoltage lockout comparators have been incorporated to guarantee that the IC is fully functional before the output stage is enabled. The positive power supply terminal ( $V_{CC}$  and the reference output ( $V_{ref}$ ) are each monitored by separate comparators. Each has built-in hysteresis to prevent erratic output behavior as their respective thresholds are crossed. The  $V_{CC}$  comparator upper and lower thresholds are 16 V/10 V for the UCX844, and 8.4 V/7.6 V for the UCX845. The  $V_{ref}$  comparator upper and lower thresholds are 3.6 V/3.4 V. The large hysteresis and low startup current of the UCX844 makes it ideally suited in off-line converter applications where efficient bootstrap startup techniques later required (Figure 30). The UCX845 is intended for lower voltage DC-to-DC converter applications. A 36 V zener is connected as a shunt regulator from  $V_{CC}$  to ground. Its purpose is to protect the IC from excessive voltage that can occur during system startup. The minimum operating voltage for the UCX844 is 11 V and 8.2 V for the UCX845.

## Output

These devices contain a single totem pole output stage that was specifically designed for direct drive of power MOSFETs. It is capable of up to  $\pm 1.0$  A peak drive current and has a typical rise and fall time of 50 ns with a 1.0 nF load. Additional internal circuitry has been added to keep the Output in a sinking mode whenever undervoltage lockout is active. This characteristic eliminates the need for an external pull-down resistor.

The SOIC-14 surface mount package provides separate pins for  $V_C$  (output supply) and Power Ground. Proper implementation will significantly reduce the level of switching transient noise imposed on the control circuitry. This becomes particularly useful when reducing the  $I_{pk(max)}$  clamp level. The separate  $V_C$  supply input allows the

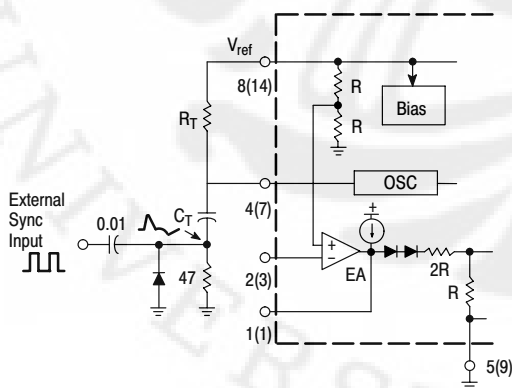
designer added flexibility in tailoring the drive voltage independent of  $V_{CC}$ . A zener clamp is typically connected to this input when driving power MOSFETs in systems where  $V_{CC}$  is greater than 20 V. Figure 23 shows proper power and control ground connections in a current sensing power MOSFET application.

## Reference

The 5.0 V bandgap reference is trimmed to  $\pm 1.0\%$  tolerance at  $T_J = 25^\circ\text{C}$  on the UC284X, and  $\pm 2.0\%$  on the UC384X. Its primary purpose is to supply charging current to the oscillator timing capacitor. The reference has short circuit protection and is capable of providing in excess of 20 mA for powering additional control system circuitry.

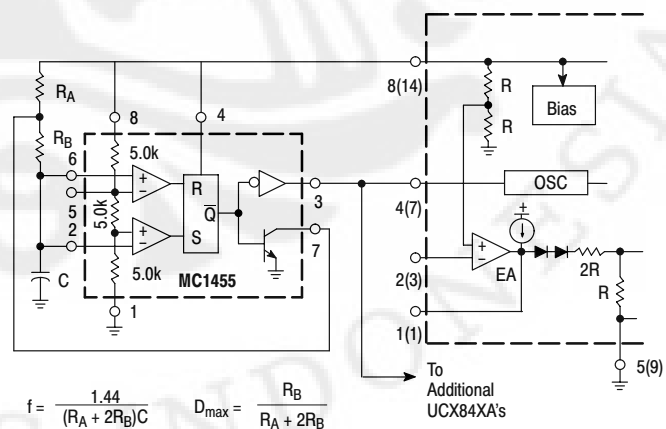
## Design Considerations

**Do not attempt to construct the converter on wire-wrap or plug-in prototype boards.** High frequency circuit layout techniques are imperative to prevent pulsewidth jitter. This is usually caused by excessive noise pick-up imposed on the Current Sense or Voltage Feedback inputs. Noise immunity can be improved by lowering circuit impedances at these points. The printed circuit layout should contain a ground plane with low-current signal and high-current switch and output grounds returning on separate paths back to the input filter capacitor. Ceramic bypass capacitors (0.1  $\mu\text{F}$ ) connected directly to  $V_{CC}$ ,  $V_C$ , and  $V_{ref}$  may be required depending upon circuit layout. This provides a low impedance path for filtering the high frequency noise. All high current loops should be kept as short as possible using heavy copper runs to minimize radiated EMI. The Error Amp compensation circuitry and the converter output voltage divider should be located close to the IC and as far as possible from the power switch and other noise generating components.



The diode clamp is required if the Sync amplitude is large enough to cause the bottom side of CT to go more than 300 mV below ground.

Figure 18. External Clock Synchronization

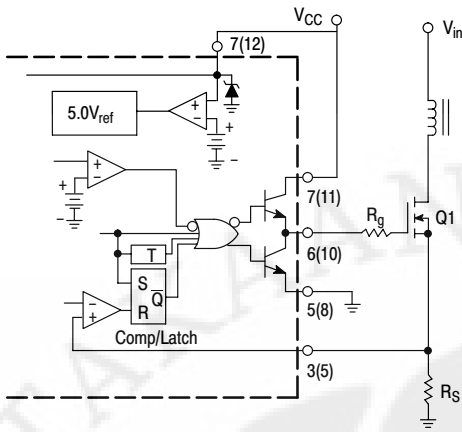


$$f = \frac{1.44}{(R_A + 2R_B)C} \quad D_{max} = \frac{R_B}{R_A + 2R_B}$$

Figure 19. External Duty Cycle Clamp and Multi-Unit Synchronization

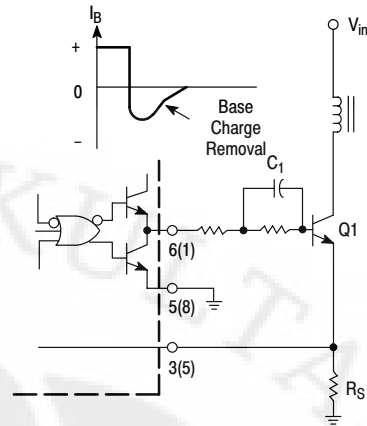


UC3844, UC3845, UC2844, UC2845



Series gate resistor  $R_g$  will damp any high frequency parasitic oscillations caused by the MOSFET input capacitance and any series wiring inductance in the gate-source circuit.

Figure 25. MOSFET Parasitic Oscillations



The totem-pole output can furnish negative base current for enhanced transistor turn-off, with the addition of capacitor  $C_1$ .

Figure 26. Bipolar Transistor Drive

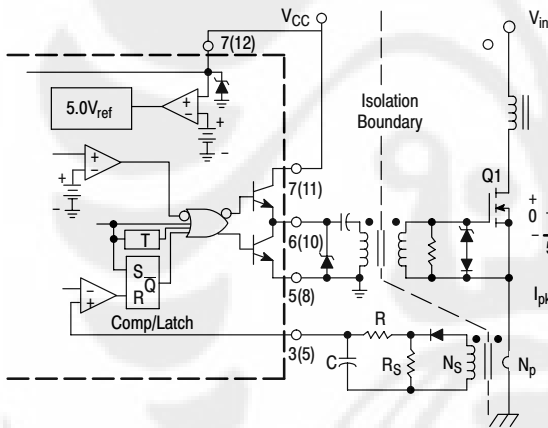
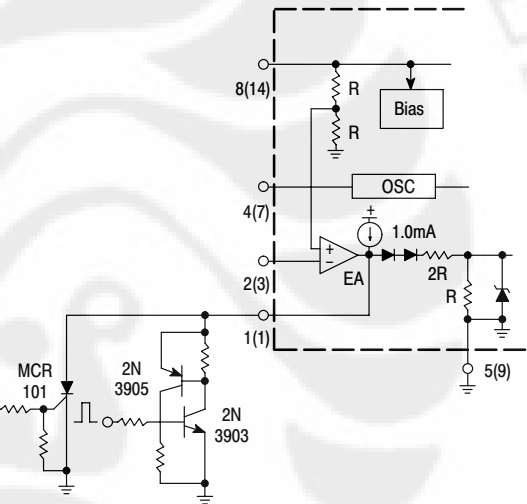


Figure 27. Isolated MOSFET Drive

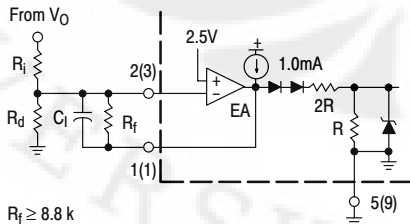
$V_{GS}$  Waveforms

$$I_{pk} = \frac{V_{(pin\ 1)} - 1.4}{3 R_S} \left( \frac{N_p}{N_s} \right)$$



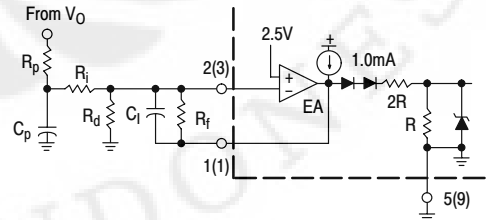
The MCR101 SCR must be selected for a holding of less than 0.5 mA at  $T_A(\min)$ . The simple two transistor circuit can be used in place of the SCR as shown. All resistors are 10 k.

Figure 28. Latched Shutdown



$R_f \geq 8.8\text{ k}$

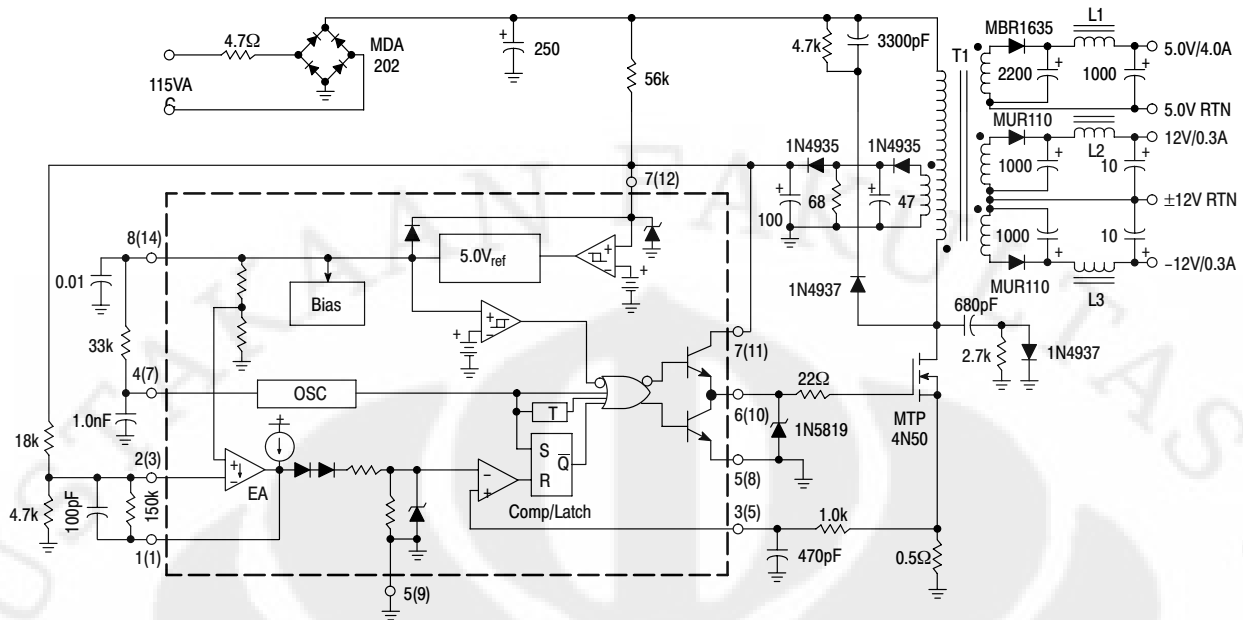
Error Amp compensation circuit for stabilizing any current-mode topology except for boost and flyback converters operating with continuous inductor current.



Error Amp compensation circuit for stabilizing current-mode boost and flyback topologies operating with continuous inductor current.

Figure 29. Error Amplifier Compensation

# UC3844, UC3845, UC2844, UC2845



T1 - Primary: 45 Turns # 26 AWG  
 Secondary ± 12 V: 9 Turns # 30 AWG  
 (2 strands) Bifilar Wound  
 Secondary 5.0 V: 4 Turns (six strands)  
 #26 Hexfilar Wound  
 Secondary Feedback: 10 Turns #30 AWG  
 (2 strands) Bifilar Wound  
 Core: Ferroxcube EC35-3C8  
 Bobbin: Ferroxcube EC35PCB1  
 Gap = 0.01" for a primary inductance of 1.0 mH

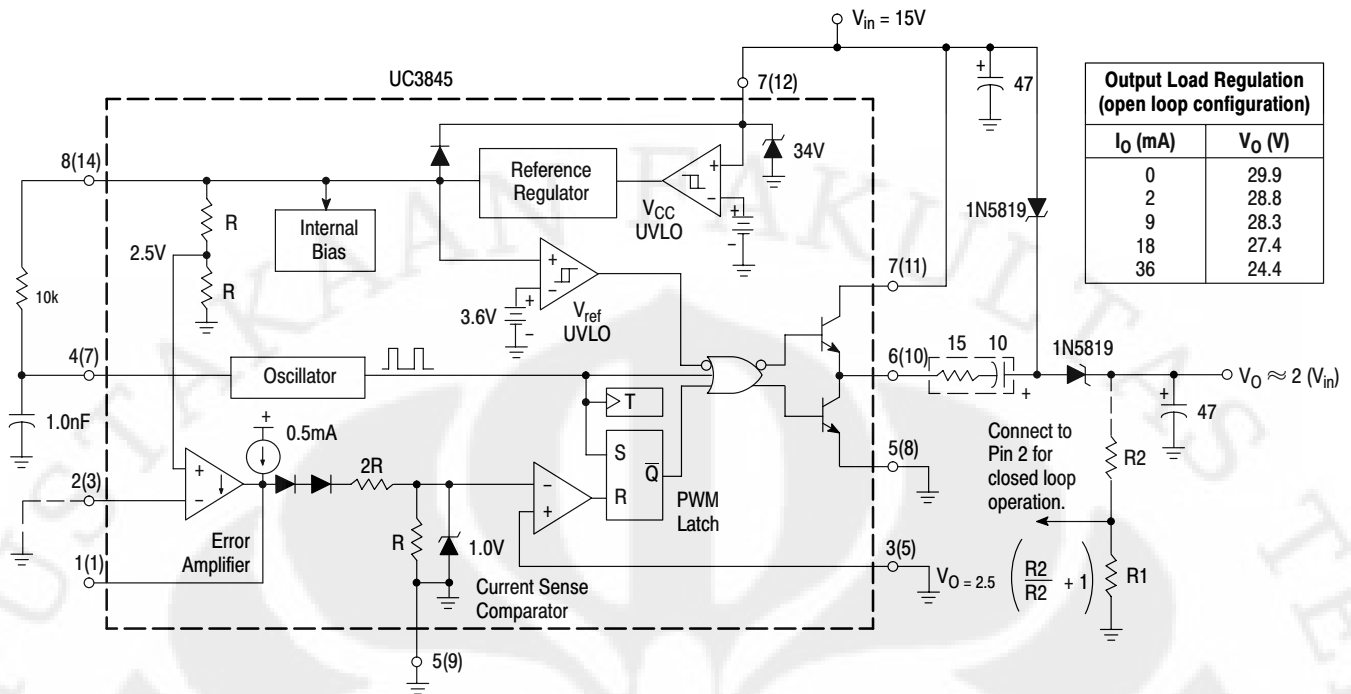
L1 - 15  $\mu$ H at 5.0 A, Coilcraft Z7156.  
 L2, L3 - 25  $\mu$ H at 1.0 A, Coilcraft Z7157.

Figure 30. 27 Watt Off-Line Flyback Regulator

Test	Conditions	Results
Line Regulation: 5.0 V ± 12 V	$V_{in} = 95 \text{ VAC to } 130 \text{ VAC}$	$\Delta = 50 \text{ mV or } \pm 0.5\%$ $\Delta = 24 \text{ mV or } \pm 0.1\%$
Load Regulation: 5.0 V ± 12 V	$V_{in} = 115 \text{ VAC}, I_{out} = 1.0 \text{ A to } 4.0 \text{ A}$ $V_{in} = 115 \text{ VAC}, I_{out} = 100 \text{ mA to } 300 \text{ mA}$	$\Delta = 300 \text{ mV or } \pm 3.0\%$ $\Delta = 60 \text{ mV or } \pm 0.25\%$
Output Ripple: 5.0 V ± 12 V	$V_{in} = 115 \text{ VAC}$	40 mV <sub>pp</sub> 80 mV <sub>pp</sub>
Efficiency	$V_{in} = 115 \text{ VAC}$	70%

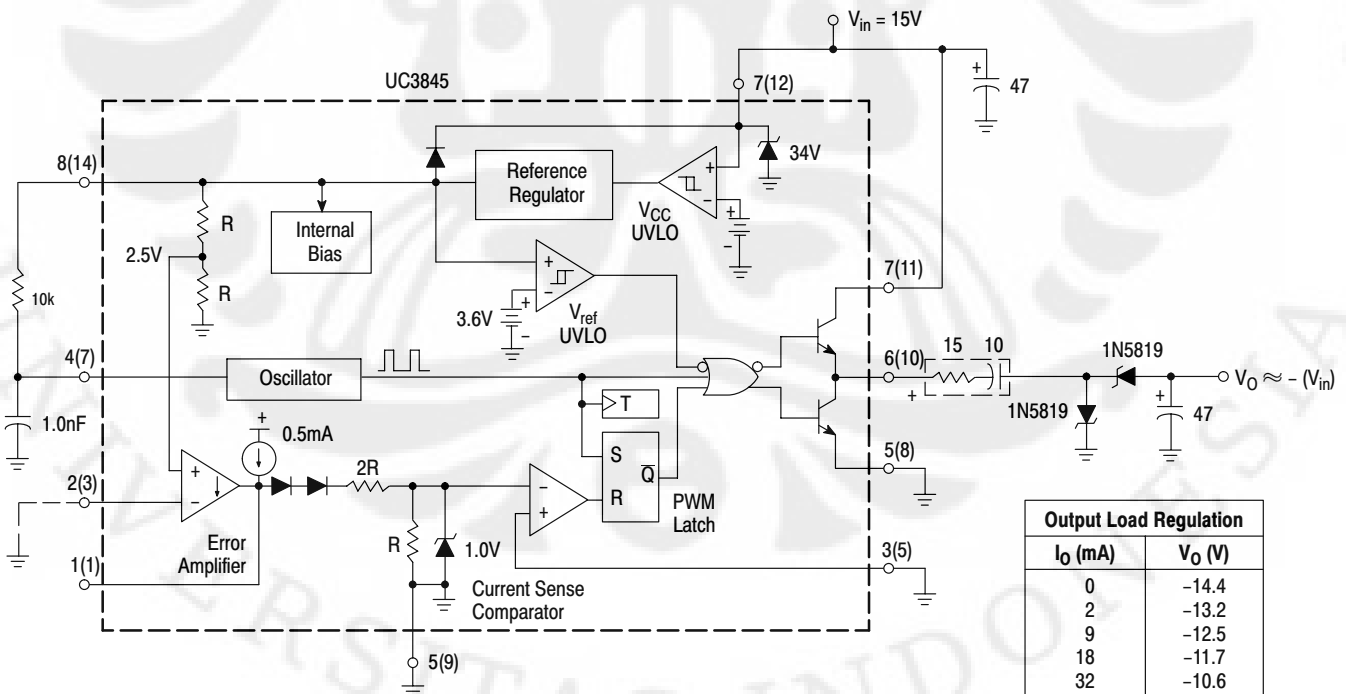
All outputs are at nominal load currents, unless otherwise noted.

# UC3844, UC3845, UC2844, UC2845



The capacitor's equivalent series resistance must limit the Drive Output current to 1.0 A. An additional series resistor may be required when using tantalum or other low ESR capacitors. The converter's output can provide excellent line and load regulation by connecting the  $R_2/R_1$  resistor divider as shown.

**Figure 31. Step-Up Charge Pump Converter**



The capacitor's equivalent series resistance must limit the Drive Output current to 1.0 A. An additional series resistor may be required when using tantalum or other low ESR capacitors.

**Figure 32. Voltage-Inverting Charge Pump Converter**



# UC3844, UC3845, UC2844, UC2845

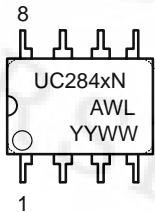
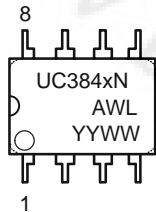
## ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package	Shipping†
UC3844D	T <sub>A</sub> = 0° to +70°C	SOIC-14	55 Units/Rail
UC3844DG		SOIC-14 (Pb-Free)	55 Units/Rail
UC3844DR2		SOIC-14	2500 Tape & Reel
UC3844DR2G		SOIC-14 (Pb-Free)	2500 Tape & Reel
UC3844N		PDIP-8	50 Units/Rail
UC3844NG		PDIP-8 (Pb-Free)	50 Units/Rail
UC3845D		SOIC-14	55 Units/Rail
UC3845DR2		SOIC-14	2500 Tape & Reel
UC3845DR2G		SOIC-14 (Pb-Free)	2500 Tape & Reel
UC3845N		PDIP-8	50 Units/Rail
UC3845NG		PDIP-8 (Pb-Free)	50 Units/Rail
UC2844D		T <sub>A</sub> = -25° to +85°C	SOIC-14
UC2844DG	SOIC-14 (Pb-Free)		55 Units/Rail
UC2844DR2	SOIC-14		2500 Tape & Reel
UC2844DR2G	SOIC-14 (Pb-Free)		2500 Tape & Reel
UC2844N	PDIP-8		50 Units/Rail
UC2844NG	PDIP-8 (Pb-Free)		50 Units/Rail
UC2845D	SOIC-14		55 Units/Rail
UC2845DG	SOIC-14 (Pb-Free)		55 Units/Rail
UC2845DR2	SOIC-14		2500 Tape & Reel
UC2845DR2G	SOIC-14 (Pb-Free)		2500 Tape & Reel
UC2845N	PDIP-8		50 Units/Rail
UC2845NG	PDIP-8 (Pb-Free)		50 Units/Rail

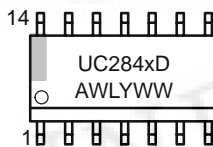
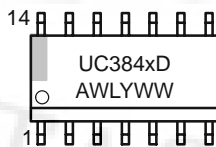
†For information on tape and reel specifications, including part orientation and tape sizes, please refer to our Tape and Reel Packaging Specifications Brochure, BRD8011/D.

## MARKING DIAGRAMS

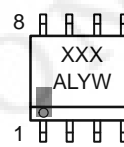
**PDIP-8  
N SUFFIX  
CASE 626**



**SOIC-14  
D SUFFIX  
CASE 751A**



**SOIC-8  
D1 SUFFIX  
CASE 751**



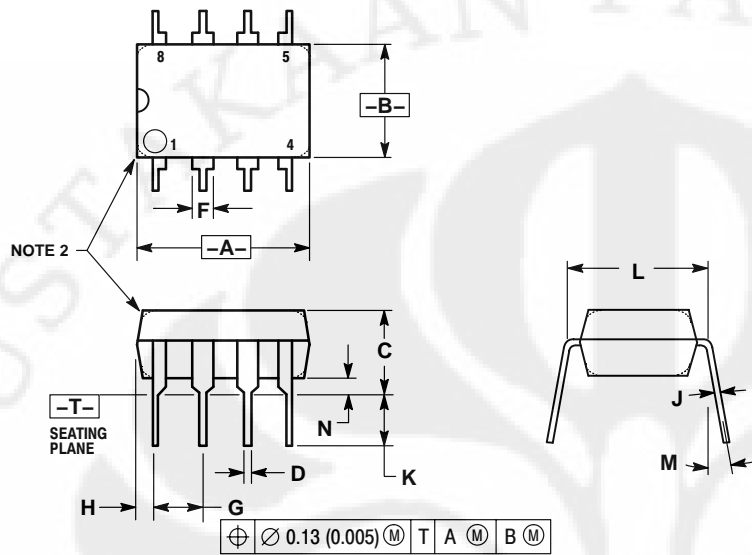
x = 4 or 5  
A = Assembly Location  
WL = Wafer Lot  
YY, Y = Year  
WW = Work Week

XXX = Specific Device Code  
A = Assembly Location  
L = Wafer Lot  
Y = Year  
W = Work Week

# UC3844, UC3845, UC2844, UC2845

## PACKAGE DIMENSIONS

PDIP-8  
N SUFFIX  
CASE 626-05  
ISSUE L



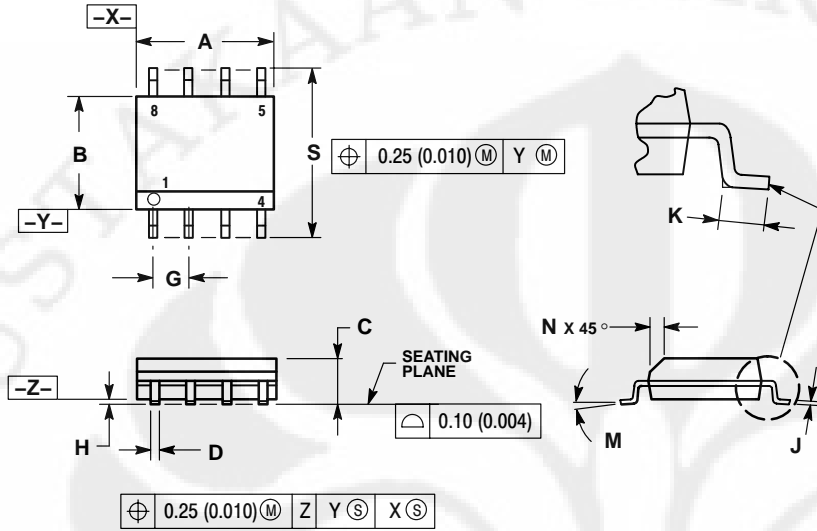
- NOTES:
1. DIMENSION L TO CENTER OF LEAD WHEN FORMED PARALLEL.
  2. PACKAGE CONTOUR OPTIONAL (ROUND OR SQUARE CORNERS).
  3. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	9.40	10.16	0.370	0.400
B	6.10	6.60	0.240	0.260
C	3.94	4.45	0.155	0.175
D	0.38	0.51	0.015	0.020
F	1.02	1.78	0.040	0.070
G	2.54 BSC		0.100 BSC	
H	0.76	1.27	0.030	0.050
J	0.20	0.30	0.008	0.012
K	2.92	3.43	0.115	0.135
L	7.62 BSC		0.300 BSC	
M	---	10°	---	10°
N	0.76	1.01	0.030	0.040

# UC3844, UC3845, UC2844, UC2845

## PACKAGE DIMENSIONS

SOIC-8  
D1 SUFFIX  
CASE 751-07  
ISSUE AD

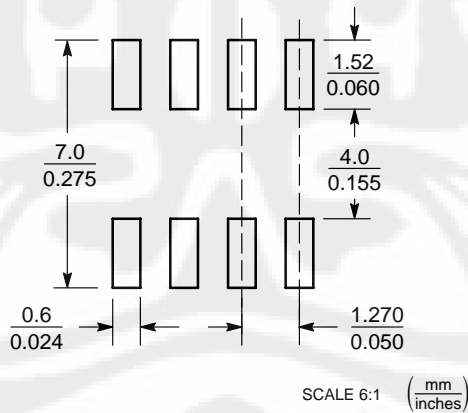


NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
3. DIMENSION A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 (0.006) PER SIDE.
5. DIMENSION D DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.127 (0.005) TOTAL IN EXCESS OF THE D DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.
6. 751-01 THRU 751-06 ARE OBSOLETE. NEW STANDARD IS 751-07.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	4.80	5.00	0.189	0.197
B	3.80	4.00	0.150	0.157
C	1.35	1.75	0.053	0.069
D	0.33	0.51	0.013	0.020
G	1.27 BSC		0.050 BSC	
H	0.10	0.25	0.004	0.010
J	0.19	0.25	0.007	0.010
K	0.40	1.27	0.016	0.050
M	0°	8°	0°	8°
N	0.25	0.50	0.010	0.020
S	5.80	6.20	0.228	0.244

### SOLDERING FOOTPRINT\*

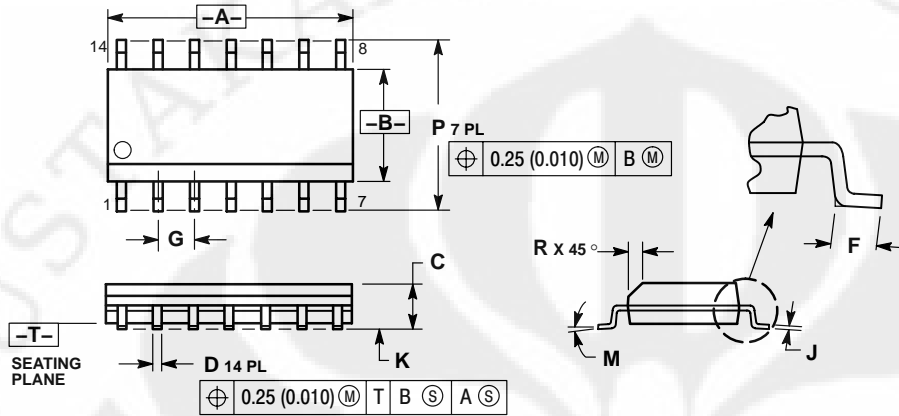


\*For additional information on our Pb-Free strategy and soldering details, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERRM/D.

# UC3844, UC3845, UC2844, UC2845

## PACKAGE DIMENSIONS

SOIC-14  
D SUFFIX  
CASE 751A-03  
ISSUE G



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
  2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
  3. DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
  4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 (0.006) PER SIDE.
  5. DIMENSION D DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.127 (0.005) TOTAL IN EXCESS OF THE D DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	8.55	8.75	0.337	0.344
B	3.80	4.00	0.150	0.157
C	1.35	1.75	0.054	0.068
D	0.35	0.49	0.014	0.019
F	0.40	1.25	0.016	0.049
G	1.27 BSC		0.050 BSC	
J	0.19	0.25	0.008	0.009
K	0.10	0.25	0.004	0.009
M	0°	7°	0°	7°
P	5.80	6.20	0.228	0.244
R	0.25	0.50	0.010	0.019

SENSEFET is a trademark of Semiconductor Components Industries, LLC.

ON Semiconductor and are registered trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC (SCILLC). SCILLC reserves the right to make changes without further notice to any products herein. SCILLC makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does SCILLC assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in SCILLC data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. SCILLC does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. SCILLC products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the SCILLC product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use SCILLC products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold SCILLC and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that SCILLC was negligent regarding the design or manufacture of the part. SCILLC is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer. This literature is subject to all applicable copyright laws and is not for resale in any manner.

### PUBLICATION ORDERING INFORMATION

#### LITERATURE FULFILLMENT:

Literature Distribution Center for ON Semiconductor  
P.O. Box 61312, Phoenix, Arizona 85082-1312 USA  
Phone: 480-829-7710 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada  
Fax: 480-829-7709 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada  
Email: orderlit@onsemi.com

N. American Technical Support: 800-282-9855 Toll Free  
USA/Canada

Japan: ON Semiconductor, Japan Customer Focus Center  
2-9-1 Kamimeguro, Meguro-ku, Tokyo, Japan 153-0051  
Phone: 81-3-5773-3850

ON Semiconductor Website: <http://onsemi.com>

Order Literature: <http://www.onsemi.com/litorder>

For additional information, please contact your local Sales Representative.

This datasheet has been download from:

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

Datasheets for electronics components.

