بسم الله الرحمان الرحیم

www.ControlMakers.ir

پروژه کارشناسی الکترونیک

عنوان پروژه:

منابع تغذیه سوئیچینگ با کنترل جریان

استاد راهنما:

دکتر امیر خانی

دانشجو:

رضا امیر سلیمانی

سایت تخصصی برق و الکترونیک

زمستان 1383

www.ControlMakers.ir

تقدیم به:

حامیان بی ادعای زندگی

پدر و مادر عزیز و مهربانم

www.ControlMakers.ir

تشکر و قدردانی:

اکنون که با لطف و عنایت الهی موفق شدم این مجموعه را گردآوری نمایم از زحمات استاد گرانقدر جناب آقای دکتر هراچ امیرخانی که مرا در گردآوری این مجموعه یاری نموده اند کمال قدردانی و سپاس را دارم واز خدای متعال توفیقات روز افزون ایشان را خواستارم . همچنین جا دارد از کلیه دوستانی که مرا در انجام این پایان نامه یاری کرده اند سپاسگذاری نمایم.

www.ControlMakers.ir

چکیده پروژه:

این پروژه در مورد منابع تغذیه سوئیچینگ با کنترل جریان می باشد . این نوع کنترل در نسل جدید منابع تغذیه سوئیچینگ کاملاً رواج یافته است . این پایان نامه در مورد انواع منابع تغذیه سوئیچینگ و مزایا و معایب هر یک از آنها و تفاوتهای بین انواع مختلف کنترل با حلقه های فیدبک و معرفی و طرز کار آی سی های PWM با کنترل جریان از شرکتهای مختلفی همچون:

MICROCHIP – ON SEMICONDUCTOR –TEXAS INSTRUMENT

و غیره پرداخته است.

www.ControlMakers.ir

مقدمه: ---------- 1

بخش اول: مروری بر منابع تغذیه سوئیچینگ

مقایسه منابع تغذیه سوئیچینگ با منابع تغذیه خطی ---------- 2

بخش دوم: اصول منابع تغذیه سوئیچینگ

2-1: انواع رگولاتورهای ولتاژ ---------- 4

2-2:چاپرهای DC ---------- 5

2-3: اصول رگولاتورهای سوئیچینگ ---------- 7

بخش سوم: رگولاتورهای سوئیچینگ فاقد ترانسفورماتور ایزوله کننده

3-1:رگولاتور باک (Buck) ---------- 9

3-2: رگولاتور بوست (Boost) ---------- 11

3-3: رگولاتور باک – بوست (Buck – Boost) ---------- 14

بخش چهارم: رگولاتورهای سوئیچینگ با ترانسفورماتور ایزوله کننده

4-1: رگولاتور فلای بک (Fly Back) ---------- 17

4-2: رگولاتور پوش پول (Push Pull) ---------- 20

4-3: رگولاتور نیم پل (Half Bridge) ---------- 23

4-4: رگولاتور تمام پل (Full Bridge) ---------- 25

بخش پنجم: مدارات مجتمع (IC های) کنترل کننده منابع تغذیه -------- 27

5-1: کنترل (نوع) حالت شبه رزونانسی ---------- **29**

5-2: کنترل (نوع) حالت ولتاژ ---------- **31**

5-3: کنترل (نوع) حالت جریان ---------- **33**

5-4: معرفی تراشه UC3842/3/4/5 با کنترل جریان ---------- **36**

5-5: معرفی تراشه TC170 باکنترل جریان ---------- **43**

5-6: معرفی تراشه LM5020 – 1/2 با کنترل جریان ---------- **49**

5-7: معرفی تراشه L5991/1A با کنترل جریان ---------- **53**

بخش ششم: ضمایم

الف: خانواده IC های CS2842/3A و CS3842/3A

ب: مجموعه IC های UCC28C40/1/2/3/4/5 و UCC38C40/1/2/3/4/5

ج: تراشه TEA2019

د: گروه IC های UC1/2/3856

و: خانواده IC های UCC1/2/3806

ز: تراشه FAN7601

فهرست جداول و نمودارها:

شکل (2-1) زگولاتور سوئیچینگ ساده (صفحه 4)

شکل (2-2) چاپر کاهنده (صفحه 5) شکل (2-3) چاپر افزاینده (صفحه 5)

شکل (2-4) عناصر رگولاتورهای سوئیچینگ (صفحه 7)

شکل (3-1) شکل موجها و دیاگرام رگولاتور باک (صفحه 10)

شکل (3-2) شکل موجها و دیاگرام رگولاتور بوست (صفحه 12)

شکل (3-3) شکل موجها و دیاگرام رگولاتور باک - بوست (صفحه 15)

شکل (4-1) شکل موجها و دیاگرام رگولاتور فلای بک (صفحه 18)

شکل (4-2) شکل موجها و دیاگرام رگولاتور پوش پول (صفحه 21)

شکل (4-3) شکل موجها و دیاگرام رگولاتور نیم پل (صفحه 24)

شکل (4-4) شکل موجها و دیاگرام رگولاتور تمام پل (صفحه 26)

شکل (5-1) دیاگرام ساده شده MC34066 به نقل از شرکت موتورولا (صفحه 30)

شکل (5-2) طرح پایه حالت کنترل ولتاژ (صفحه 31)

شکل (5-3) طرح پایه حالت کنترل جریان (صفحه 34)

شکل (5-4) دیاگرام داخلی تراشه های UC3842/3/4/5 (صفحه 36)

شکل (5-5) جدول مقادیر UVLO و DUTY CYCLE (صفحه 36)

شکل (5-6) نمودار هیسترزیس (صفحه 37) شکل (5-7) نمودار زمان مرده (صفحه 38)

شکل (5-8) حالت کنترل جریان (صفحه 39) شکل (5-9) جبران سازی (صفحه 40)

شکل (5-10) نحوه استفاده از نوسان ساز خارجی (صفحه 42)

شکل (5-11) دیاگرام داخلی تراشه TC170 (صفحه 43)

شکل (5-12) دیاگرام نوسان ساز داخلی TC170 (صفحه 45)

شکل (5-13) نمودار فرکانس بر حسب Rt و Ct (صفحه 45)

شکل (5-14) نحوه محدود کردن جریان (صفحه 46)

شکل (5-16) دیاگرام داخلی تراشه LM5020 – 1/2 (صفحه 49)

شکل (5-17) دیاگرام داخلی تراشه L5991/1A (صفحه 53)

شکل (5-18) نحوه اتصال قطعات نوسان ساز(صفحه 54)

شکل (5-19) نمودار زمانی عملکرد HICCUP (صفحه 57)

شکل (5-20) شمای داخلی قسمت حس جریان (صفحه 58)

شکل (5-21) دیاگرام حالت STANDBY در تراشه (صفحه 59)

مقدمه:

ایده منابع تغذیه سوئیچینگ در سال 1970 توسط مهندسان الکتروني‌ک مطرح گردید که در ابتدای امر از بازدهی پایینی برخوردار بود ولی در مقایسه با باتریها و منابع تغذیه آنالوگ وزن و حجم کوچکتر ولی در عین حال توان بالایی داشتند.

در طرحهای نخستین منابع تغذیه از عناصر ابتدایی نظیر BJT و مدارات MONOSTABL و ASTABL استفاده می شد که این خود باعث کاهش راندمان چیزی درحدود 68% می شد . امروزه منابع تغذیه سوئیچینگ جایگاه خاصی در صنعت برق و الکتروني ک و مخابرات یافته اند و بدلیل برتریها و مزایای زیادی که نسبت به دیگر منابع تغذیه دارا می باشند توجه صنعتگران ومهندسان برق را به خود معطوف کرده اند تا جایی که گروهی از مهندسان الکتروني ک در بهبود و کاراییها و کیفیت آنها تحقیقات گسترده ای انجام داده اند البته نتیجه این تلاشها پیشرف ت روزافزونی است که در ساخت این سیستمها پدید آمده است . البته پیشرفت درتکنولوژی ساخت قطعات نیز تاثیربسزایی درمنابع تغذیه سوئیچینگ داشته است.

با پیداش ماسفتهای سریع و پرقدرت تلفات ترانزیستوری بطور چشمگیری کاهش پیدا کرد و عمده تلفات در ترانسها خلاصه شد که بوای غلبه بر این مشکل فرکانس کاری مدار را تا حد 1 MHZ افزایش دادند.

بنابراین در اصل سعی شده تا درانجام تحقیق از آخرین فن آوریهای روز استفاده شود . امید آنکه مورد قبول محققان و مهندسان این رشته واقع شود.

بخش اول:

مروری بر منابع تغذیه سوئیچینگ

www.ControlMakers.ir

مقایسه منابع تغذیه سوئیچینگ با منابع تغذیه خطی:

بنا برکاربرد منابع تغذیه انتخاب بین منابع تغذیه خطی یا سوئیچینگ صورت می گیرد که هر یک دارای مزایا و معایب نسبت به یکدیگر می باشند که در ذیل به آنها اشاره می شود.

مزایای منابع تغذیه خطی:

1- طراحی مدارات بسیار ساده صورت می گیرد.

2- قابلیت تحمل بار زیاد

3- تولید نویز ناچیز و نویزپذیری بسیار اندک

4- در کاربردهای توان پایین ارزانتر می باشند.

5- زمان پاسخدهی بالایی را دارند.

مزایای منابع تغذیه سوئیچینگ:

1- وزن و حجم کمتری را نسبت به منابع تغذیه خطی دارند.

2- بالا بودن راندمان از68% تا 90%

3- داشتن مقدار بیشتری سطح ولتاژ در خروجی

4- بدلیل افزایش فرکانس کاری اجزای ذخیره کننده انرژی می توانند کوچکتر و درعین حال با کارایی بیشتری عمل کنند.

5- در توانهای بالا استفاده می شوند.

6- کنترل آسان خروجی با استفاده از قابلیتهای مدارات مجتمع

معایب منابع تغذیه خطی:

تمام مزایایی که درمنابع تغذیه سوئیچینگ گفته شد عیبهای بود که درمنابع تغذیه خطی وجود داشت و علاوه بر آن:

1- بدلیل کم بودن بهره توان تلفاتی در ترانزیستورهای خروجی زیاد می باشد که درنتیجه نیاز به خنک کننده سیستم سرمایش تحت فشار می باشد.

2- تنها بصورت یک رگولاتور کاهنده قابل استفاده می باشد و همواره ورودی باید 2 تا 3 ولت بیشترازورودی باشد.

معایب منابع تغذیه سوئیچینگ:

تمام مواردی که به عنوان مزیت در درمنابع تغذیه خطی ذکر شد به عنوان عیوب منابع تغذیه سوئیچینگ به شمارمی رود علاوه بر آن به موارد زیراشاره می شود:

1- نیاز به فیلتر کردن خروجی و حذف نویزهای تولیدی

2- ناپایداری ولتاژ

3- حساسیت زیاد به امواج محیط بگونه ایکه بعضا در برابر دیشهای مخ ابراتی اصلا عمل نمی کنند.

بخش دوم:

اصول منابع تغذیه سوئیچینگ

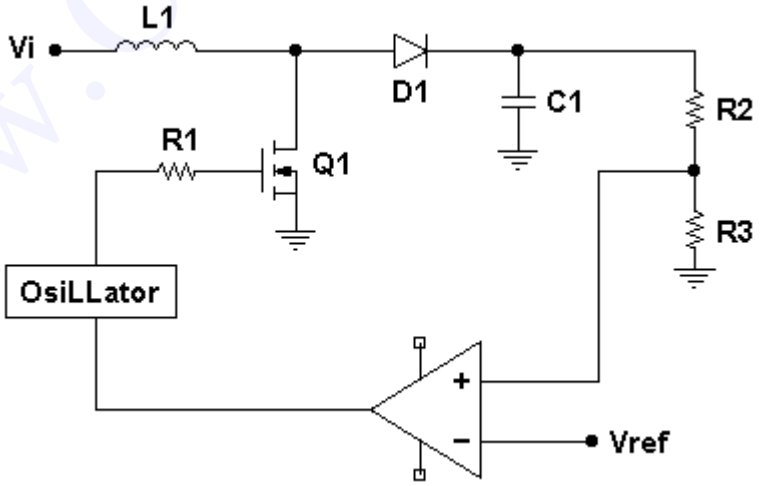
www.ControlMakers.ir

2-1: انواع رگولاتورهای ولتاژ:

مدارات رگولاتور ولتاژ به سه دسته تقسیم می شوند . در رگولاتور نوع سری یک المان کنترل خطی (ترانزیستور) بصورت سری و ولتاژ DC رگوله نشده برای ثابت نگهداشتن ولتاژ خروجی و فیدبک استفاده می شود . ولتاژ خروجی کمتراز ولتاژ ورودی رگوله نشده است و مقداری قدرت در المان کنترل تلف می شود.

یک نوع دیگر از این رگولاتورها رگولاتور موازی است که در آن المان کنترل بجای سری شدن با بار از خروجی به زمین بسته می شود و موازی با بار قرار می گیرد. یک مثال ساده مقاومت به اضافه دیود زنر است. روش دیگری برای تولید یک ولتاژ DC رگوله شده که اساساً از آنچه تاکنون دیده ایم متفاوت است وجود دارد و آن رگولاتور سوئیچینگ است .

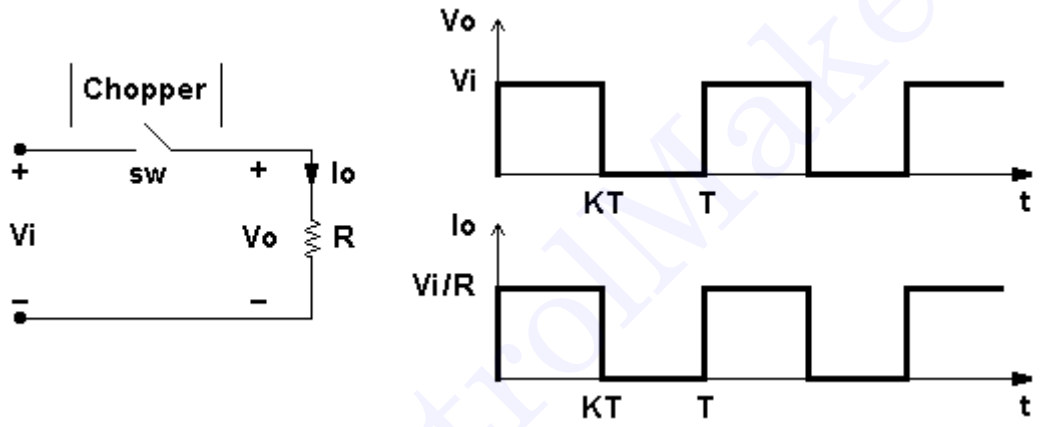
شکل (**2-1**) یک رگولاتور سوئیچینگ را نشان می دهد.



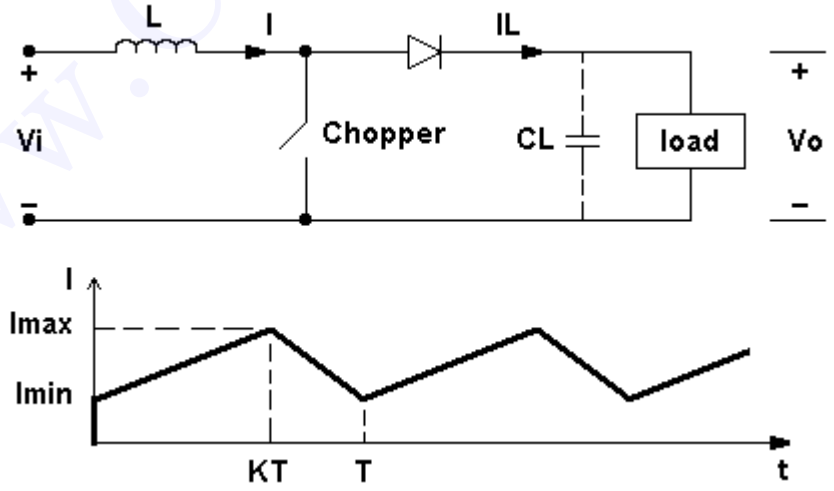
شکل (**2-1**) رگولاتور سوئیچینگ ساده

2-2: چاپرهای DC:

در بسیاری از کاربردهای صنعتی نیاز به تبدیل یک منبع DC ولتاژ ثابت به یک منبع ولتاژ متغیر می باشد. چاپر DC وسیله ای است که مستقیماً DC را به DC تبدیل می کند . چاپر می تواند به جهت افزایش یا کاهش پله ای ولتاژ منبع DC بکار گرفته شود . از اینرو می توان چاپرها را به دو دسته سوئیچر کاهنده و سوئیچر افزاینده تقسیم کرد.



شکل (2-2) چاپر کاهنده



شکل (2-3) چاپر افزاینده

شکل (**2-2**) یک چاپر کاهنده (کاهش پله ای) را نشان می دهد. با باز و بسته شدن سوئیچ ولتاژ دو سر بار صفر یا Vin می شود. در اینجا کلید می تواند یک MOSFET قدرت یا BJT قدرت یا تریستور قدرت با کموتاسیون اجباری باشد.

از چاپر می توان جهت بالا بردن ولتاژ DC استفاده کرد که در شکل (**2-3**) با نام چاپر افزاینده (افزایش پله ای) نشان داده شده است . هنگامی که سوئیچ بسته است انر ژی در سلف ذخیره می شود و زمانیکه سوئیچ باز میشود انرژی ذخیره شده در سلف به بار منتقل می شود و جریان سلف کاهش می یابد.

اگر یک خازن بزرگ همانطوری که با خط چین در شکل نشان داده شده است متصل شود ولتاژ خروجی پیوسته خواهد بود.

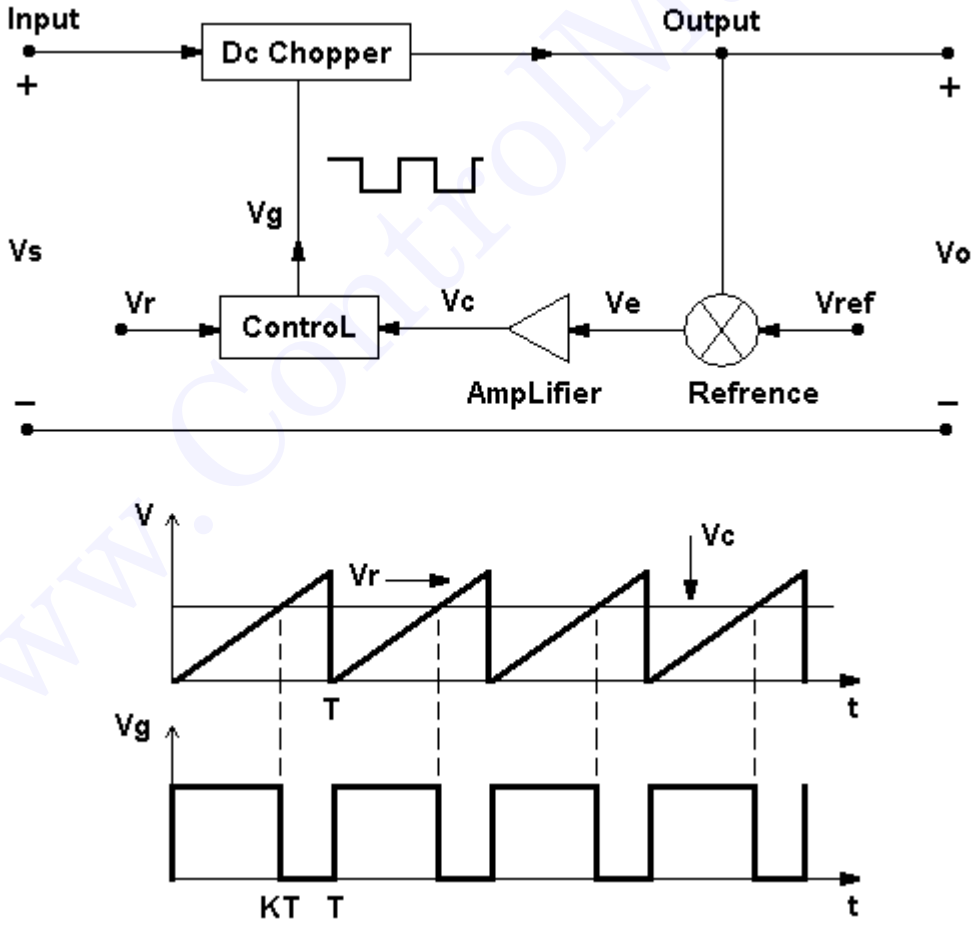
چاپرها دو نوع عملکرد متفاوت دارند :

1- عملکرد فرکانس ثابت. در این روش فرکانس چاپر ثابت نگه داشته می شود و زمان بودن کلید تغییر داده می شود. پهنای پالس در این روش تغییر می کند و این نوع کنترل مدولاسیون پهنای پالس (PWM) نام دارد.

2- عملکرد فرکانس متغییر . در این حالت فرکانس چاپر تغییر می ک ند و زمان روشن و خاموش بودن ثابت نگه داشته می شود. این روش مدولاسیون فرکانس نام دارد. در این روش فرکانس باید در محدوده وسیعی تغییر یابد تا رنج کاملی از ولتاژ خروجی را داشته باشیم که بدلیل هارمونیکها یی با فرکانسهای غیر قابل پیش بینی طراحی فیلتر آن دشوار می شود.

2-3: اصول رگولاتورهای سوئیچینگ:

چاپرهای DC را می توان در رگولاتورهای تغییر دهنده حالت جهت تبدیل یک ولتاژ DC معمولاً تثبیت نشده به یک ولتاژ خروجی DC تثبیت شده بکار گرفت . تثبیت کردن معمولاً از طریق روش مدولاسیون پهنای پالس در یک فرکانس ثابت انجام می گیرد و عنصر کلیدزنی معمولاً BJT یا MOSFET یا IGBT قدرت می باشد . اجزا رگولاتورهای تغییر دهنده حالت در شکل (**2-4**) نشان داده شده اند.



شکل (**2-4**) عناصر رگولاتورهای سوئیچینگ

از شکل (**2-4**) می توان دریافت که خروجی یک چاپر DC با بار مقاومتی و ناپیوس ته و شامل هارمونیکهایی می باشد.

مقدار ریپل ولتاژ خروجی معمولاً با استفاده از یک فیلتر LC کاسته می شود. رگولاتورهای سوئیچینگ به صورت مدارهای مجتمع یافت می شوند. طراح می تواند فرکانس کلیدزنی را با انتخاب مقادیر R و C نوسان کننده فرکانسی انتخاب کند. به عنوان یک قانون سر انگشتی برای حداکثر کردن بازده حداقل دوره تناوب نوسان گر باید حدود 100 مرتبه بیشتر از زمان کلیدزنی ترانزیستور باشد.

برای مثال اگر ترانزیستوری زمان کلیدزنی برابر 0.5 میکرو ثانیه داشته باشد دوره تناوب نوسان گر 50 میکرو ثانیه خواهد بود که در نتیجه حداکثر فرکانس نوسان گر 20 kHz خواهد بود.

این محدودیت ناشی از تلفات کلیدزنی ترانزیستور می باشد . تلفات کلیدزنی ترانزیستور با فرکانس کلیدزنی افزایش و در نتیجه بازده کاهش می یابد. بعلاوه تلفات هسته سلفها کارکرد با فرکانس بالا را محدود می سازد.

ولتاژ کنترلی Vc با مقایسه ولتاژ خروجی با مقدار مطلوب آن بدست می آید. Vc را می توان با یک ولتاژ دندان اره ای Vr مقایسه کرد تا سیگنال کنترلی PWM برای چاپر DC تولید شود. این عمل در شکل (**2-4**) نشان داده شده است.

بخش سوم:

رگولاتورهای سوئیچینگ فاقد ترانسفورماتور

ایزوله کننده

www.ControlMakers.ir

3-1: رگولاتور باک (Buck):

در یک رگولاتور باک مقدار متوسط ولتاژ خروجی Vout کمتر از ولتاژ ورودی Vin است.

نمودار مدار یک رگولاتور باک که از یک MOSFET قدرت به عنوان سوئیچ استفاده می کند در شکل (**3-1**) نشان داده شده است که مشابه یک چاپر کاهش پله ای می باشد .

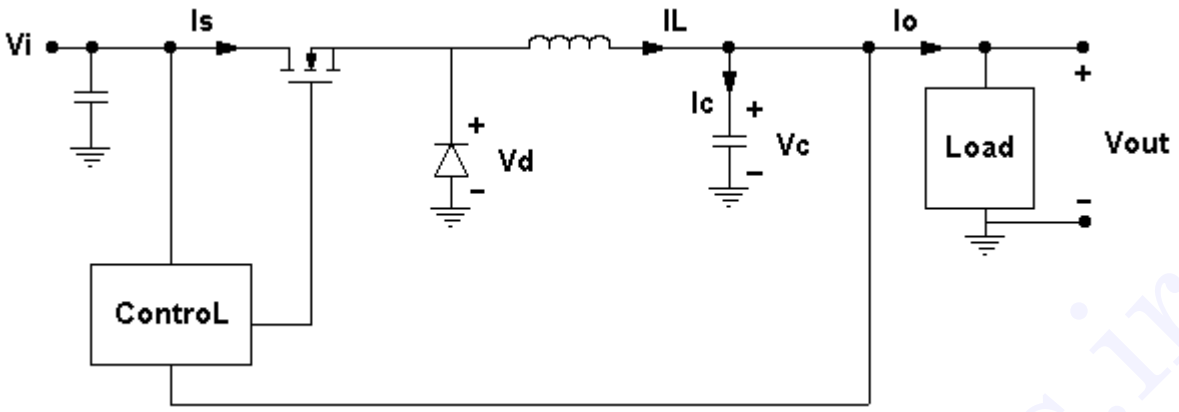
طرز کار مدار را می توان به دو حالت تقسیم کرد.

حالت اول هنگامی آغاز می شود که ترانزیستور در t=0 روشن می شود. جریان ورودی که صعودی می باشد از سلف و فیلتر و مقاومت بار عبور می کند . حالت دوم هنگامی شروع می شود که ترانزیستور در لحظه t2 خاموش می شود به خاطر وجود انرژی ذخیره شده در سلف دیود هرزگرد هدایت می کند و جریان سلف به عبور از خازن و بار و دیود ادامه می دهد. جریان سلف تا زمان روشن شدن دوباره ترانزیستور در سیکل بعدی نزول می کند.

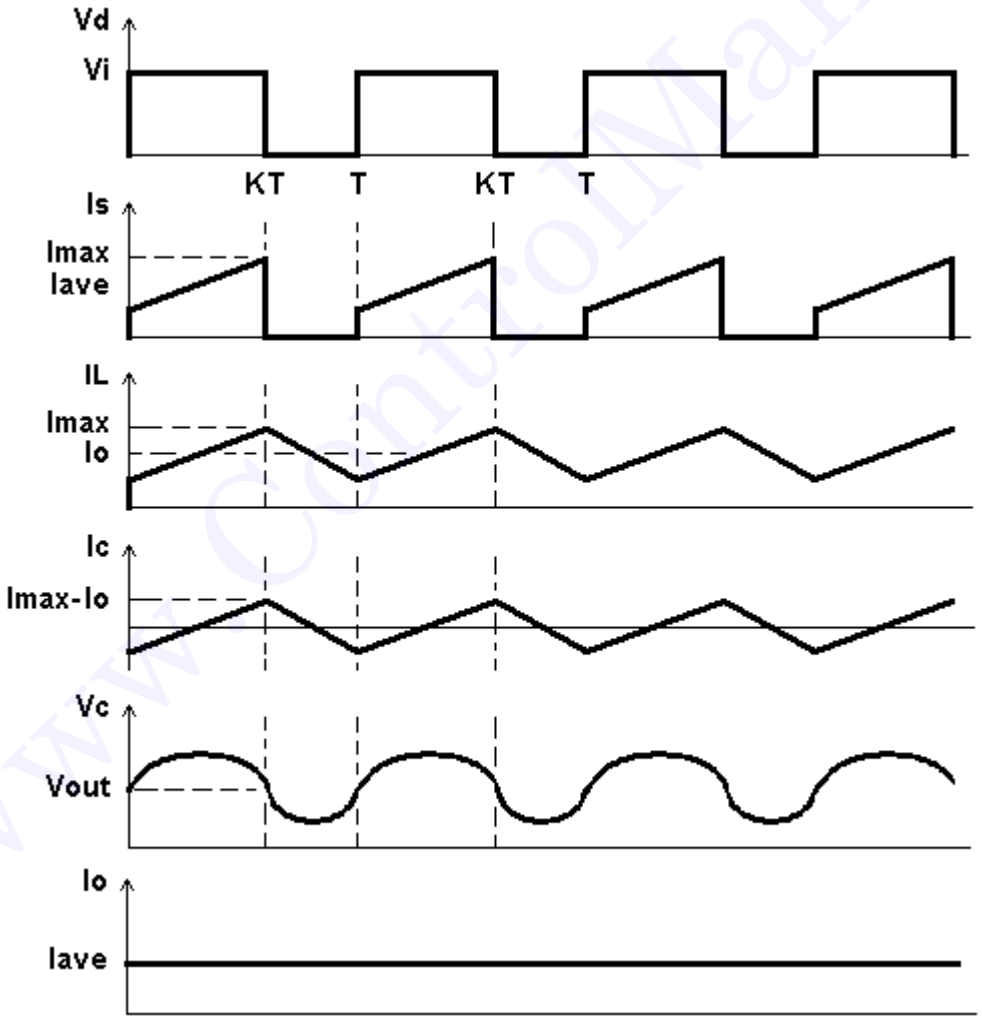
مدارهای معادل برای حالتهای مختلف کاری در شکل (**3-1**) نشان داده شده اند . شکل موجهای ولتاژو جریان نشان داده شده برای حالت پیوسته جریان در سلف می باشند. بسته به فرکانس کلیدزنی و اندوکتانس فیلتر جریان سلف می تواند ناپیوسته نیز باشد . رگولاتور باک ساده و بازده آن بیش از 90% است و فقط به یک ترانزیستور نیاز دارد.

در این رگولاتور ولتاژ خروجی فقط یک قطبیت داشته و جریان خروجی یکسویه است .

همچنین برای جلوگیری از اتصال کوتاه در مسیر دیود به یک مدار محافظ نیاز است . ساده ترین وآسانترین و در عین حال ابتدایی ترین آرایش مربوط به این نوع است که نقاط ضعف مربوط به خود را داراست.



شکل (**3-1**) رگولاتور باک



شکل (**3-1**) شکل موجهای ولتاژ و جریان

معایب رگولاتور باک:

1- به منظور تثبیت ولتاژ خروجی لازم است که ولتاژ ورودی 1 تا 2 ولت بیشتر از ولتاژ خروجی با شد.

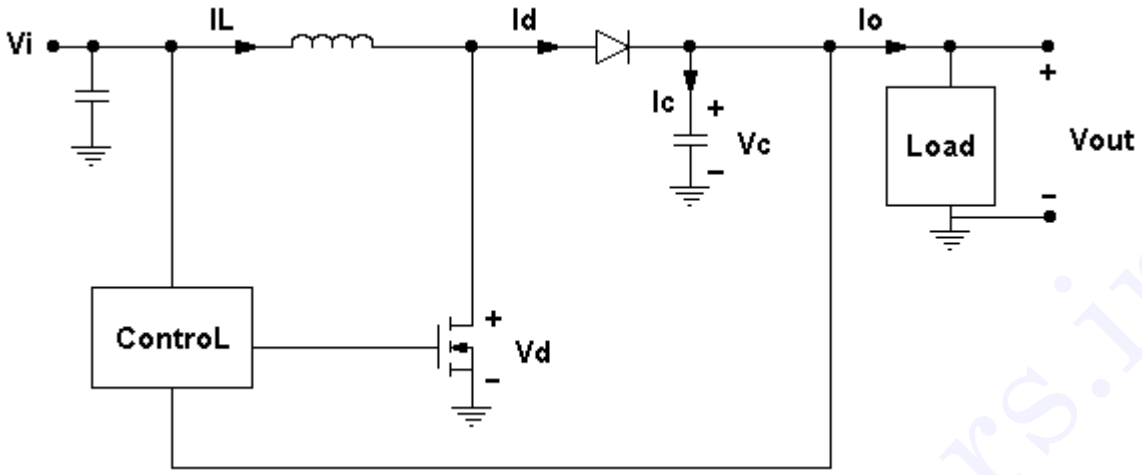
2- هنگامی که سوئیچ روشن می شود هنوز دیود روشن است که به آسیب دی دگی سوئیچ ودیود منجر می شود (لذا باید از یک دیود سریع با زمان بازیابی حداقل استفاده شود).

3- سوئیچهای قدرت هنگام سوختن اتصال کوتاه می شوند به همین دلیل خروجی را به بار وصل می کنند (راه حل آن حس کردن تغییرات سریع جریان بار و انتقال آن به یک تریستور موازی است). علی رغم تمامی معایب و محدودیته‌ایی که ذکر شد در شرایط عادی این منابع توانایی تحویل بیش از 100 وات توان به خروجی را دارند.

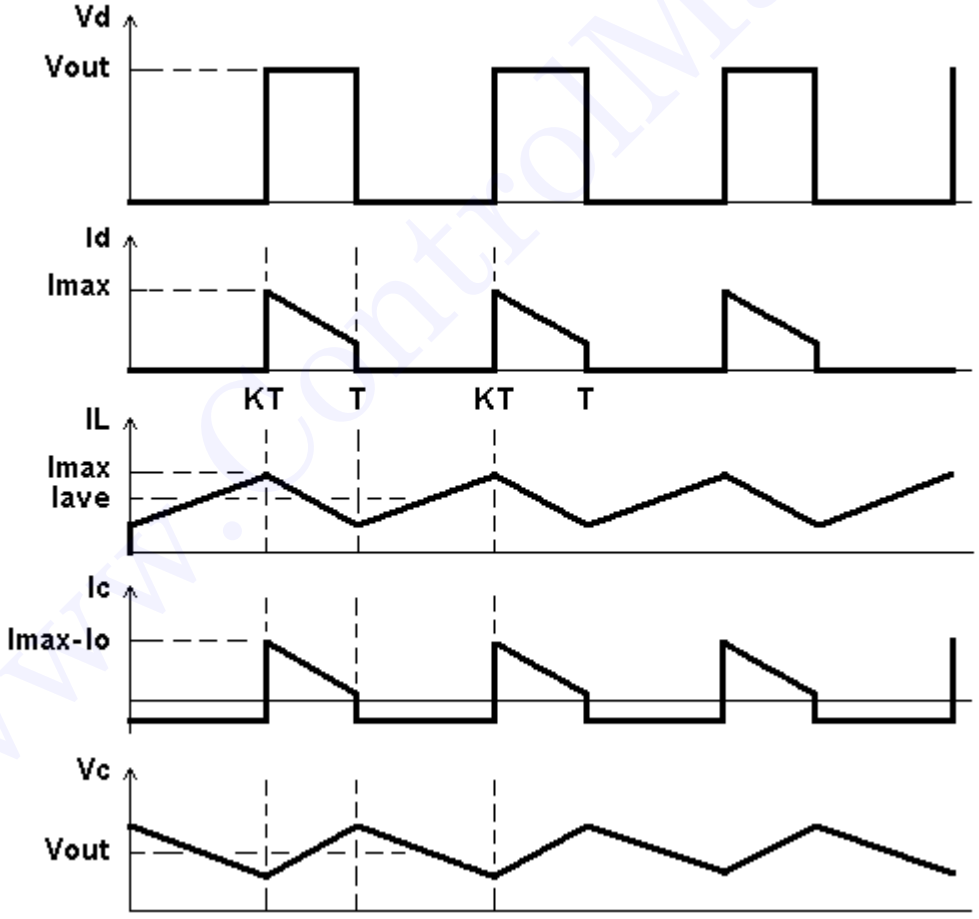
3-2: رگولاتور بوست (Boost):

این رگولاتور یکی از انواع رگولاتورهای فلای بک است که خروجی آن بزرگتر یا مساوی ورودی است. در رگولاتور بوست ولتاژ خروجی می تواند بیشتر از ولتاژ ورودی باشد که به همین علت چنین نامگذاری شده است. یک رگولاتور بوست که از یک MOSFET قدرت استفاده می کند در شکل (**3-2**) نشان داده شده است.

طرز کار مدار را می توان به دو حالت تقسیم کرد. حالت اول با روشن شدن ترانزیستور در t=0 آغاز می شود. ولتاژ ورودی روی القاگر می افتد و جریان صعودی از L و ترانزیستور می گذرد. حالت دوم هنگامی شروع می شود که ترانزیستور در لحظه t2 خاموش می گردد.



شکل (**3-2**) رگولاتور بوست



شکل (**3-2**) شکل موجهای ولتاژ و جریان

جریانی که تا به حال از ترانزیستور عبور می کرد حالا از L-C و بار و دیود عبور می کند. جریان سلف کاهش می یابد تا اینکه ترانزیستور در سیکل بعدی دوباره روشن گردد . انرژی ذخیره شده در سلف به بار منتقل می گردد.

مدارهای معادل برای حالتهای مختلف کاری در شکل (3-2) نشان داده شده اند . شکل موجهای ولتاژ و جریان برای حالتی که جریان بار پیوسته است نشان داده شده اند . همان طور که گفته شد این رگولاتور بدون استفاده از ترانسفورماتور می تواند ولتاژ خروجی را افزایش دهد.

به خاطر داشتن فقط یک ترانزیستور این مدار بازده بالایی دارد . ولتاژ خروجی در برابر تغییرات سیکل کاری D.C (Duty Cycle) خیلی حساس است و پایدار کردن رگولاتور ممکن است مشکل باشد. مقدار متوسط جریان سلف بزرگتر از مقدار متوسط جریان خروجی است و جریان موثر خیلی بزرگتری از خازن فیلتر عبور خواهد کرد که باعث می شود مجبور شویم از خازن فیلتر بزرگتر و سلف بزرگتری نسبت به رگولاتور باک استفاده کنیم.

دو حالت کاری پیوسته و ناپیوسته برای این رگولاتور قابل ذکر است. تمایز این دو حالت این است که انرژی القاگر به صفر می رسد یا نه.

همانند سایر رگولاتورهای فاقد ترانسفورمر ایزوله این توپولوژی هم نقاط ضعف فراوانی دارد. بویژه در ارتباط با بار و حالات خطرناک گذرا که باعث می شود هرگونه تموج رودی به خروجی انتقال یابد. استفاده از ترانسفورمر ایزوله طیف وسیعی از اشکالات را بر طرف خواهد نمود.

3-3: رگولاتور باک - بوست (Buck – Boost):

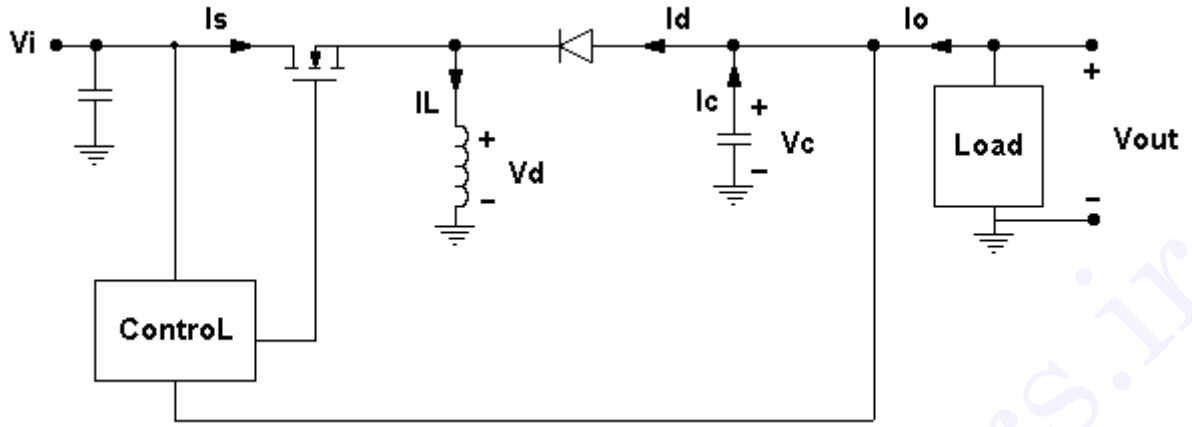
این رگولاتور نوعی از رگولاتور فلای بک است که عملکرد آن خیلی به عملکرد رگولاتور Boost شبیه است. بعلاوه به عنوان یک رگولاتور معکوس کننده هم شناخته می شود. تفاوت موجود میان رگولاتور Boost و Buck-Boost همانطور که در شکل (**3-3**) پیداست تعویض جایگاه القاگر و سوئیچ قدرت است.

همانند رگولاتور بوست القاگر انرژی را ذخیره می کند. مادامی که سوئیچ قدرت روشن است انرژی ذخیره شده و سپس از طریق یکسوساز به زمین تخلیه می شود که نتیجه آن ولتاژ منفی است و مقدار آن بوسیله D.C سوئیچ قدرت تعیین می گردد.

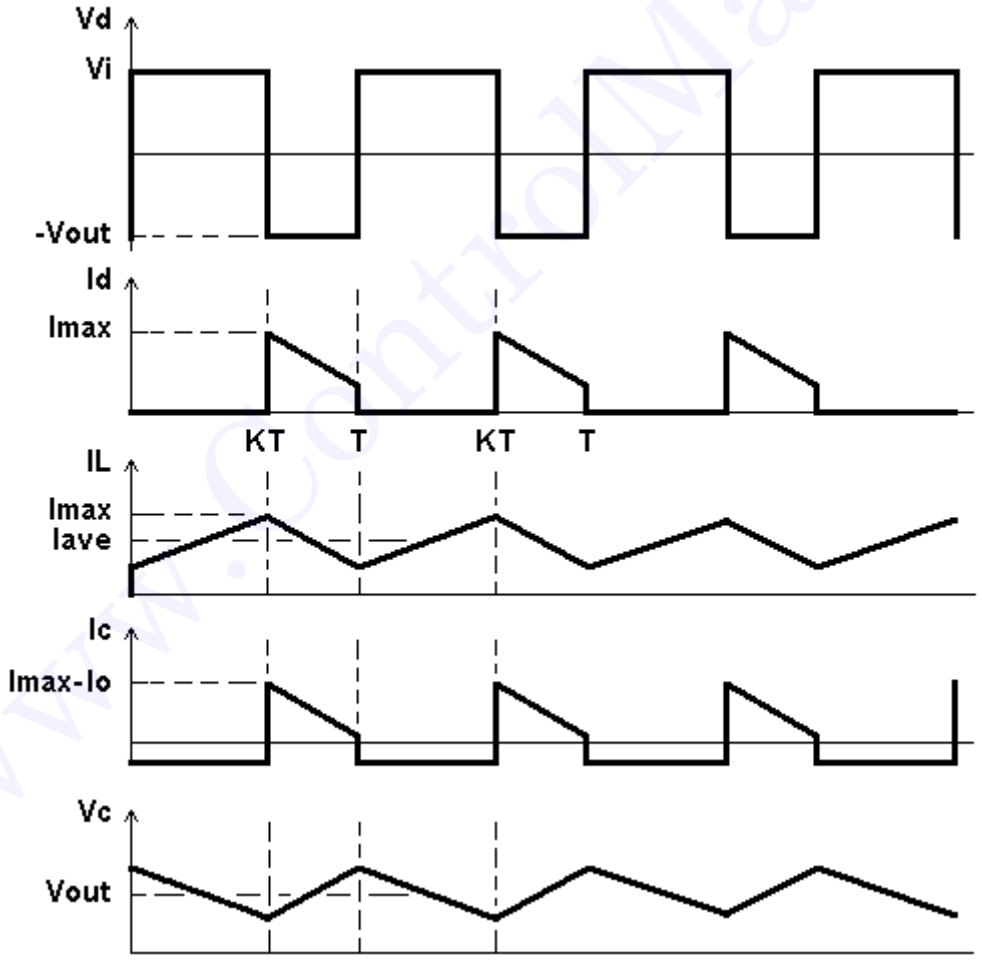
زمان وظیفه (D.C) این رگولاتور بویژه هنگامی که نیاز به تخلیه انرژی هسته باشد به 50% محدود می شود. معادلات مربوط به انرژی و هسته درست همانند رگولاتور بوست است. اشکالی که وجود دارد این است که هرگونه تموج ولتاژ به نیمه هادی قدرت آسیب می رساند. راه حلی شبیه حالت قبل در اینجا وجود دارد.

علی رغم همه معایب این آرایش توان تحویل تا 100 وات را به خروجی دارد. ولتاژ خروجی یک رگولاتور باک - بوست می تواند کمتر یا بیشتر از ولتاژ ورودی آن باشد و به همین علت این چنین نامگذاری شده است . قطبیت ولتاژ خروجی مخالف ولتاژ ورودی است . این رگولاتور با نام رگولاتور معکوس کننده نیز شناخته می شود.

مدار یک رگولاتور باک - بوست در شکل (**3-3**) نشان داده شده است. طرز کار مدار را می توان در دو حالت بررسی کرد.



شکل (**3-3**) رگولاتور باک – بوست با جریان پیوسته سلف



شکل (**3-3**) شکل موجهای ولتاژ و جریان

در حالت اول ترانزیستور روشن و دیود بایاس معکوس می شود. جریان ورودی که در حال افزایش است از سلف و ترانزیستور می گذرد. در حالت دوم ترانزیستور خاموش می گردد و جریانی که از سلف می گذشت حال از خازن و بار و دیود عبور می کند.

انرژی ذخیره شده در القاگر به بار منتقل می گردد و جریان س لف نزول می کند تا اینکه ترانزیستور دوباره در سیکل بعدی روشن گردد. مدارهای معادل دو حالت در شکل (**3-3**) نشان داده شده است. شکل موجهای پایدار ولتاژ و جریانهای رگولاتور برای حالت پیوسته جریان در بار نشان داده شده اند.

رگولاتور باک - بوست بدون استفاده از ترانس فورمر عمل معکوس کردن قطبیت ولتاژ خروجی را انجام می دهد و بازده بالایی دارد. پیاده سازی محافظت در برابر اتصال کوتاه خروجی ساده می باشد.

این رگولاتور توان ثابتی را مستقل از امپدانس بار به خروجی تحویل می دهد و بطور وسیعی در فلاشهای نوری و باطری شارژها استفاده می شود.

بخش چهارم:

رگولاتورهای سوئیچینگ با ترانسفورماتور ایزوله کننده

www.ControlMakers.ir

رگولاتور سوئیچینگ با ترانسقورمر ایزوله کننده:

با بهره گیری از ترانسقورمر ایزوله کننده ایزولاسیون به کمک سیمهای عایق و نوارهای عایق انجام می شود که در این حالت تا صدها ولت و بیشتر ولتاژ قابل تحمل وجود دارد.

حسن دیگر ترانسقورمر ایزوله کننده افزودن خروجیهای متعدد بدون نیاز به رگولاتور جداگانه است . در اینجا هم توپولوژی های فلای بک و فوروارد وجود دارد بعلاوه ترانس می تواند به عنوان افزاینده یا کاهنده ولتاژ عمل کند.

4-1: رگولاتور فلای بک (Fly Back):

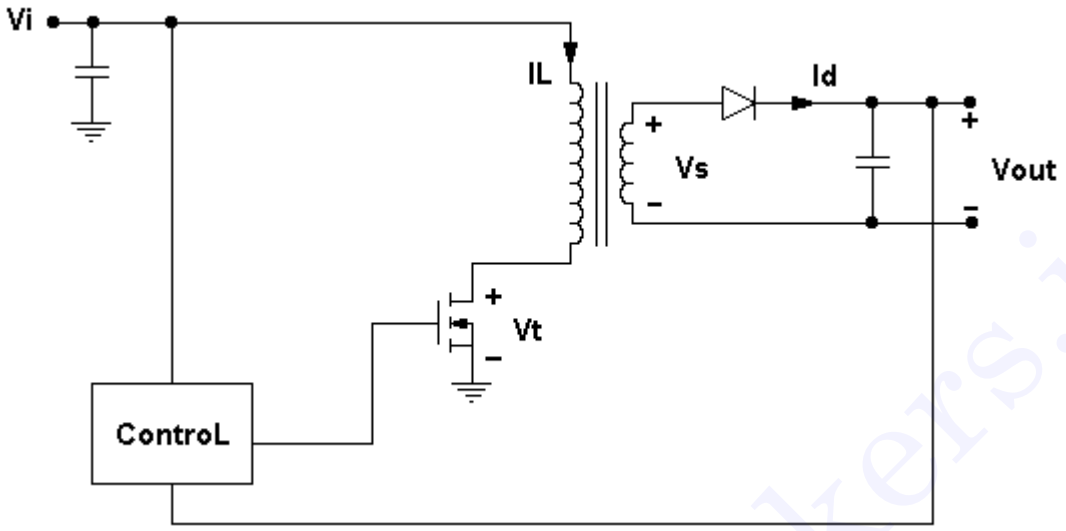
ساده ترین و کم قطعه ترین عضو خانواده منابع تغذیه سوئیچینگ طرح فلای بک است که در محدوده بسیار وسیعی به کار می رود و در شکل (**4-1**) نشان داده شده است . این رگولاتور کاملاً شبیه رگولاتور بوست است بجز یک سیم پیچ اضافی روی القاگر آن که این سیم پیچ علاوه بر ایزولاسیون قابلیتهای فراوانی را هم به مدار می افزاید که عبارتند از:

1- بیش از یک خروجی در یک تغذیه قابل تحصیل است.

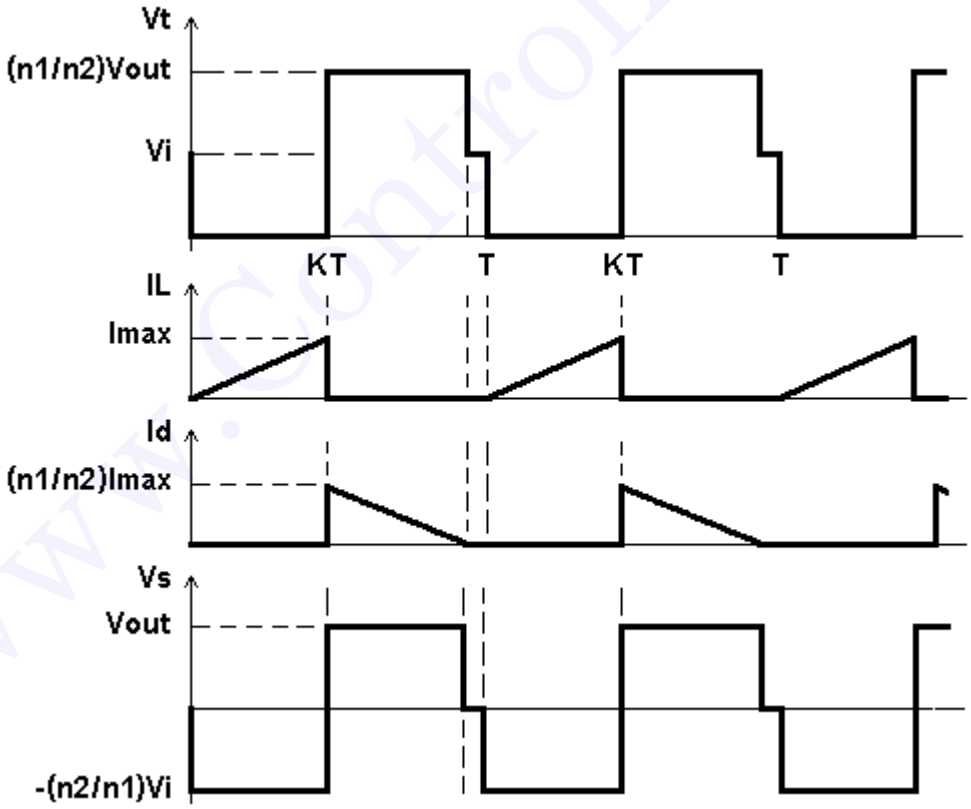
2- خروجی می تواند مثبت یا منفی مستقل از سطح ورودی باشد.

3- ایزولاسیون الکتریکی بین ورودی و خروجی خیلی زیاد است.

عملکرد این رگولاتور ترکیبی از عملکرد رگولاتورهای بوست و باک است و در یک دوره کاری قابل تفسیر است. نخست هنگامی که ترانزیستور قدرت روشن است در این حالت



شکل (**4-1**) رگولاتور فلای بک



شکل (**4-1**) شکل موجهای ولتاژ و جریان

با عبور جریان از اولیه ترانسفورمر انرژی دار می شود و سپس هنگامی که سوئیچ خاموش می شود با تخلیه انرژی در بار از مقدار انرژی کاسته می شود. در اینجا هم اگر انرژی تا نیم دوره بعدی در هسته باقی بماند حالت کاری پیوسته و اگر نماند حالت کاری ناپیوسته است.

هنگامی که سوئیچ روشن است جریان خطی مثلثی با شیب Vin/L1 در اولیه براه می افتد و تا هنگامی که سوئیچ خاموش نشود ادامه می یابد.

هنگامی که ترانزیستور روشن است Vt برابر ولتاژ اشباع ترانزیستور و هنگامی که سوئیچ خاموش است این ولتاژ به مقدار Vin+(n1/n2)Vout می رسد (بعلاوه افت یک دیود و حالت گذرا).

هنگامی که سوئیچ خاموش است جریان در ثانویه با شیب –Vout/L2 کاهش می یابد .

عملکرد مدار فلای بک کمی پیچیده تر از فوروارد است ولی ریاضیات حاکم کماکان ساده است.

علی رغم حالت فوروارد سیم پیچ اولیه و ثانویه همفاز پیچیده نشده اند و جریان همجهت براه نمی افتد و لذا اولیه و ثانویه مانند القاگرهای ساده جداگانه می توانند تحلیل شوند . مدار نوع فلای بک برای توانهای تا حدود 100 وات مناسب است.

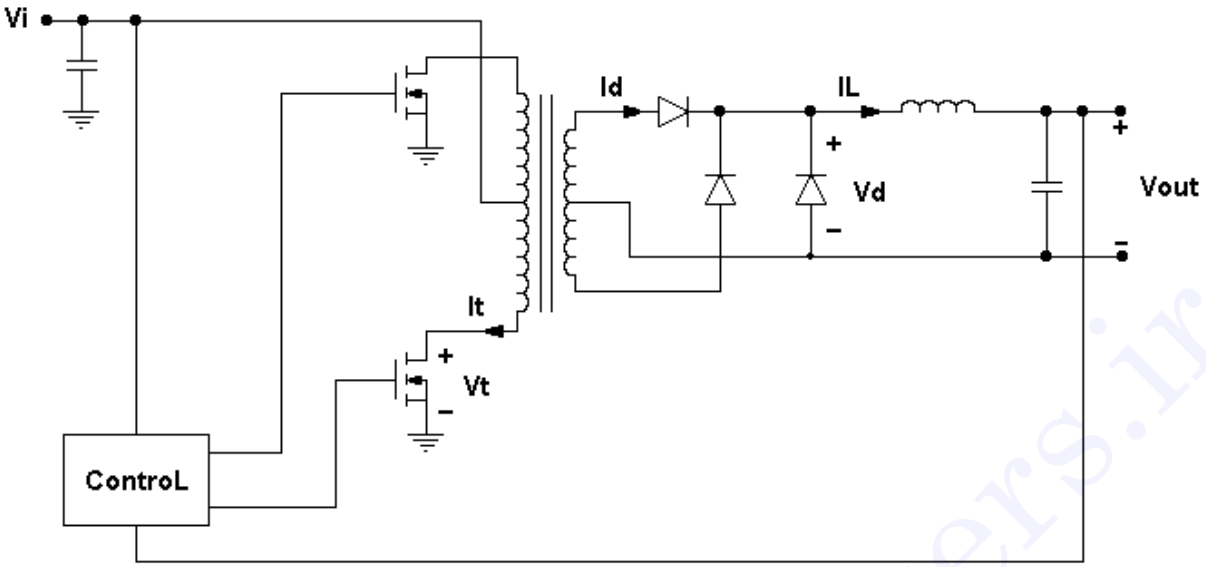
4-2: رگولاتور پوش پول (Push Pull):

شکل (**4-2**) آرایش مدار پوش پول را نشان می دهد . این مدار مانند سایر رگولاتورهای فوروارد در خروجی به فیلتر L-C و Buck مجهز است. انرژی در هسته ذخیره نمی شود و جریان در ثانویه همزمان با هدایت ترانزیستور مربوطه در اولیه براه می افتد. ترانزیستورها به صورت متوالی با یک زمان مرده (این زمان که برای BJT حدود 2 میکرو ثانیه و برای MOSFET حدود 50 تا 400 نانو ثانیه است برای کسب اطمینان از خاموش شدن ترانزیستورها از لحظه اعمال ولتاژ به گیت یا بیس تا توقف کامل عبور جریان از کلکتور یا درین لازم است) کار هدایت جریان را بر عهده می گیرند (در صورتی که زمان م رده کافی نباشد یک ترانزیستور هنگامی که ترانزیستور دیگر کاملاً خاموش نشده است روشن می شود ودر این حالت عبور جریان بسیار زیاد از اولیه باعث آسیب دیدن ترانزیستورها خواهد شد).

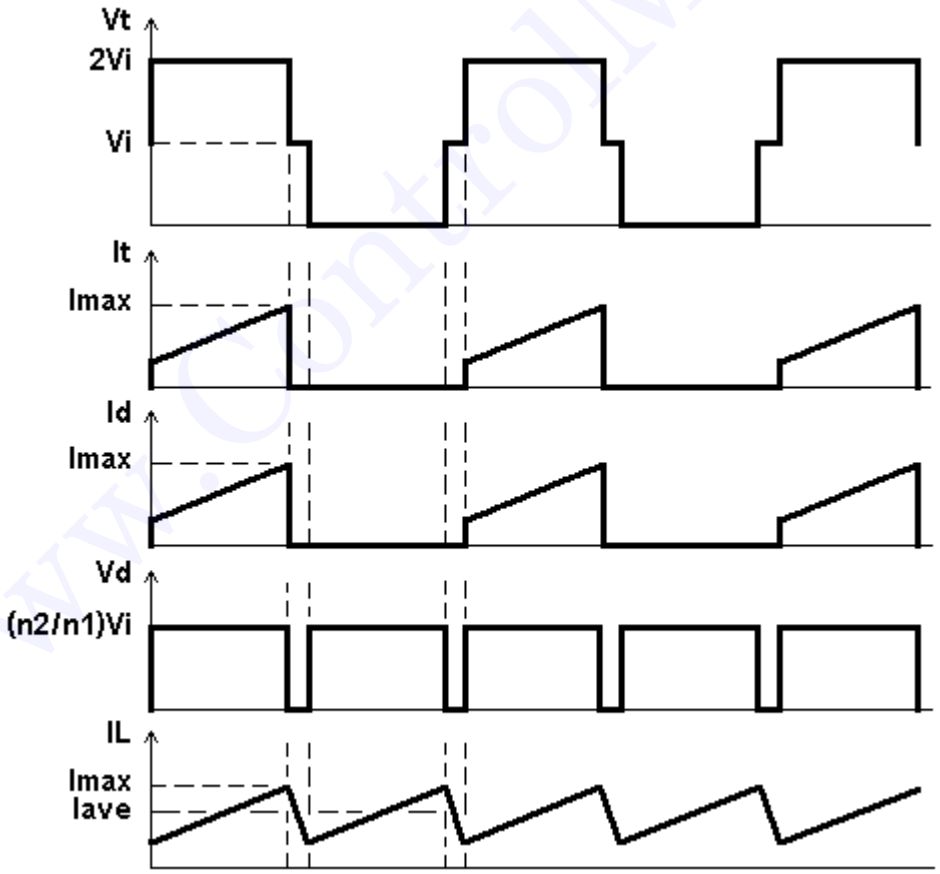
علی رغم اینکه سیم پیچهای اولیه و ثانویه در یک جهت پیچیده شده اند نحوه اتصالات بگونه ای است که جریان در جهت های عکس به صورت متوالی در اولیه براه می افتد . در این حالت از عنصر مغناطیسی به صورت متقارن استفاده می شود که این شکل کارکرد مدار مزایای زیر را به همراه دارد:

1- فوران ایجاد شده در هسته پیرامون منحنی B-H متقارن است ودر این حالت علی رغم فضای اضافی لازم برای سیم پیچی اضافی حجم هسته منتجه کاهش چشمگیری پیدا می کند.

2- مزیت دیگر رگولاتور پوش پول در مقایسه با طرح فلای بک قدرت تحویل توان 2 برابر



شکل (**4-2**) رگولاتور پوش پول



شکل (**4-2**) شکل موجهای ولتاژ و جریان

به بار است. این منابع توان تحویل تا چند صد وات را به خروجی دارند.

3- به دلیل کارکرد هر یک از ترانزیستورها در فرکانسی برابر نصف فرکانس کاری اصلی عوامل محدود کننده نظیر حرارت و ... به نصف کاهش یافته است . مانند رگولاتور Buck القاگر خروجی هیچگاه نباید کاملاً از فوران تخلیه گردد. جریان القاگر خروجی یک موج مثلثی برابر حاصل جمع جریان در دو نیمه اولیه ضربدر ضریب تبدیل جریان ترانسفورمر است که روی یک سطح DC که دست کم برابر نصف جریان نامی خروجی باید باشد سوار است.

اشکال اساسی و غیر قابل حل رگولاتور PUSH PULL:

به دلیل اینکه هیچ دو ترانزیستوری یافت نمی شوند که مشخصاتشان کاملاً یکسان باشد و عملاً پیچیدن دو نیمه اولیه به صورت کاملاً یکسان بسیار مشکل است مدار از کار متقارن حول منحنی B-H خارج می شود و این همه مشکل نیست.

مشکل اصلی هنگامی بروز می کند که کنترلر سعی در جبران D.C (Duty Cycle) مدار هنگامی که بار با یک افزایش پله ای در جریان خروجی مواجه می شود بنماید که در این حالت هسته به اشباع می رود و هر گونه تلاشی در جهت افزایش توان تحویلی به بار بیهوده است واین کار به افزایش جریان عبوری از ترانزیستورها منجر می شود که در نهایت باعث بروز آسیب جدی به نیمه هادی می شود. اغلب طراحان با تجربه استفاده از آرایشهای نیم پل و تمام پل را بر پوش پول ترجیح می دهند.

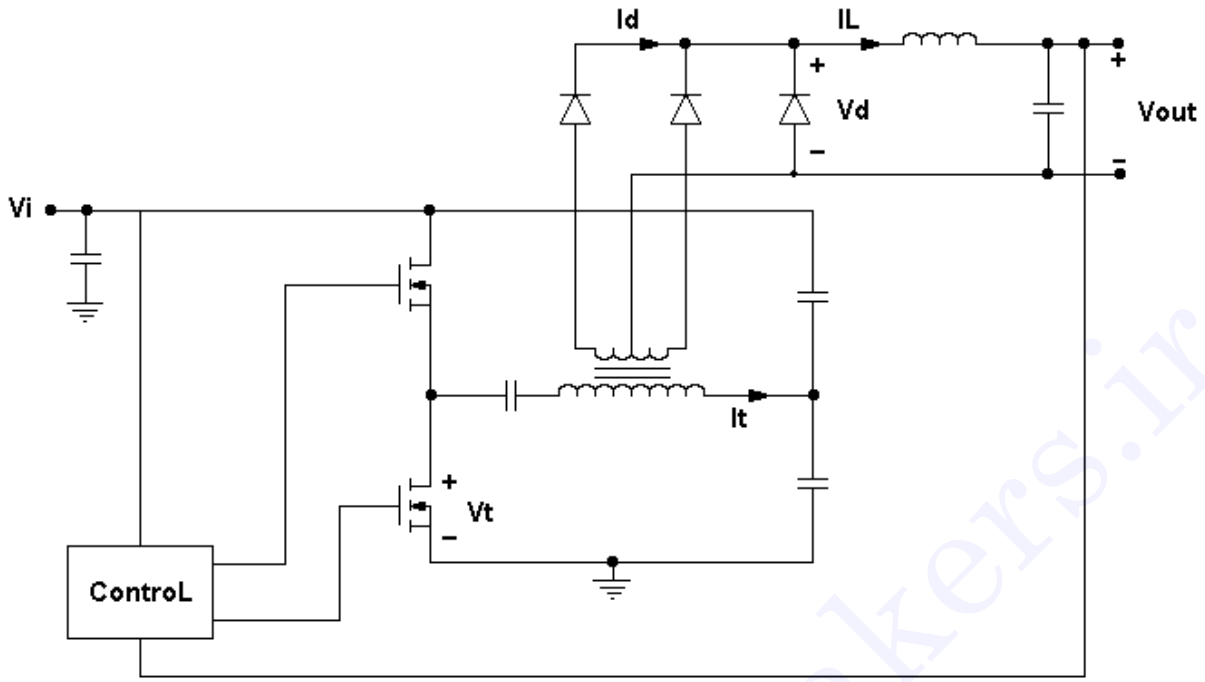
4-3: رگولاتور نیم پل (Half Bridge):

شکل دیگر مبدل با ترانسفورمر ایزوله آرایش نیم پل است. همان طور که در شکل (**4-3**) پیداست در اینجا تنها یک سیم پیچ اولیه داریم که در کوپلاژ با یک ترانسفورمر سروسط افزاینده یا کاهنده قرار می گیرد. اولیه این ترانس توسط دو سوئیچ قدرت بطور متناوب به زمین یا Vin وصل می شود. سر دیگر اولیه به محل اتصال یک جفت خازن که تقریباً در ولتاژ نصف Vin روی سیم پیچ اولیه می افتد.

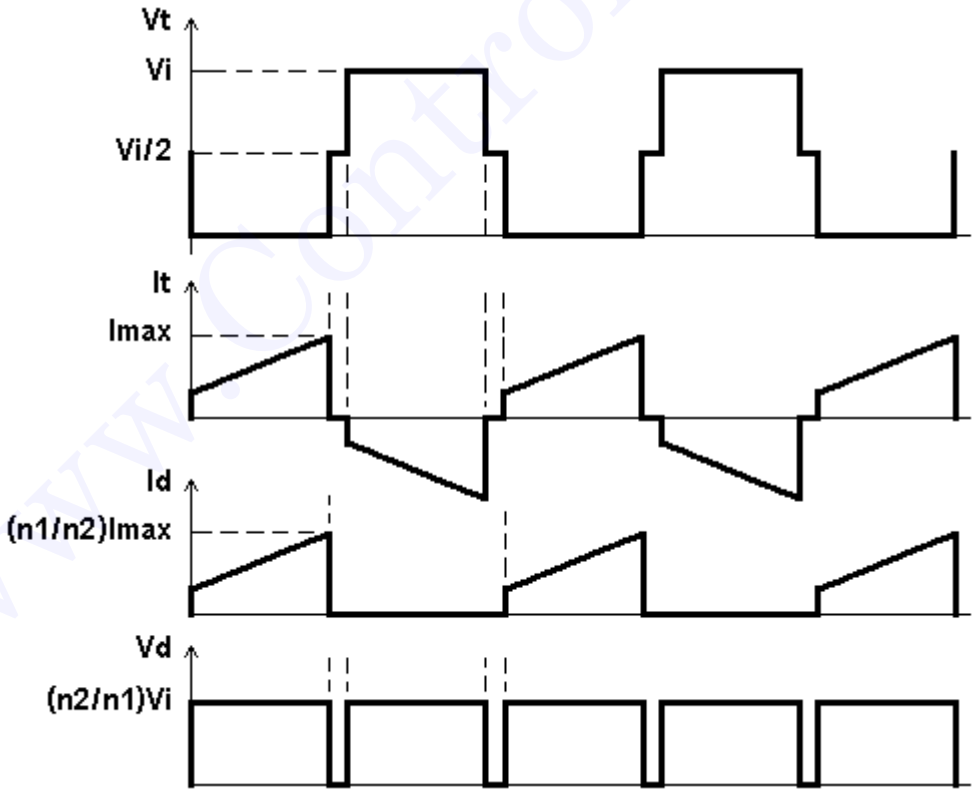
خطر اشباع وجود ندارد (تنها پیک Iin می تواند هسته را به اشباع بیاندازد) به علاوه نیازی به مدارات کنترلی گران قیمت نمی باشد . بیشترین ولتاژی را که ترانزیستورها باید تحمل کنند Vin است در صورتیکه در رگولاتور پوش پول 2Vin بود . از اینرو ترانزیستورهایی با ولتاژ شکست کمتر قابل بکارگیری است.

یکی از اشکالات این منابع هدایت ترانزیستورها به ویژه ترانزیستور بالایی است و هدایت آنها به وسیله یک ترانسفورمر ایزوله انجام می گیرد.

در محدوده 150 تا 500 وات این طرح بهترین انتخاب است و کمتر از آن رگولاتور فلای بک از نظر قیمت ترجیح دارد و بیشتر از آن هم قابلیت اطمینان این مدار کم است.



شکل (**4-3**) رگولاتور نیم پل



شکل (**4-3**) شکل موجهای ولتاژ و جریان

4-4: رگولاتور تمام پل (Full Bridge):

شکل (**4-4**) آخرین آرایش مربوط به رگولاتور تمام پل را نشان می دهد . در اینجا در مقایسه با رگولاتور نیم پل خازن ها جای خود را به یک جفت ترانزیستور داده اند و هر جفت ترانزیستور همزمان کار هدایت را برعهده می گیرند.

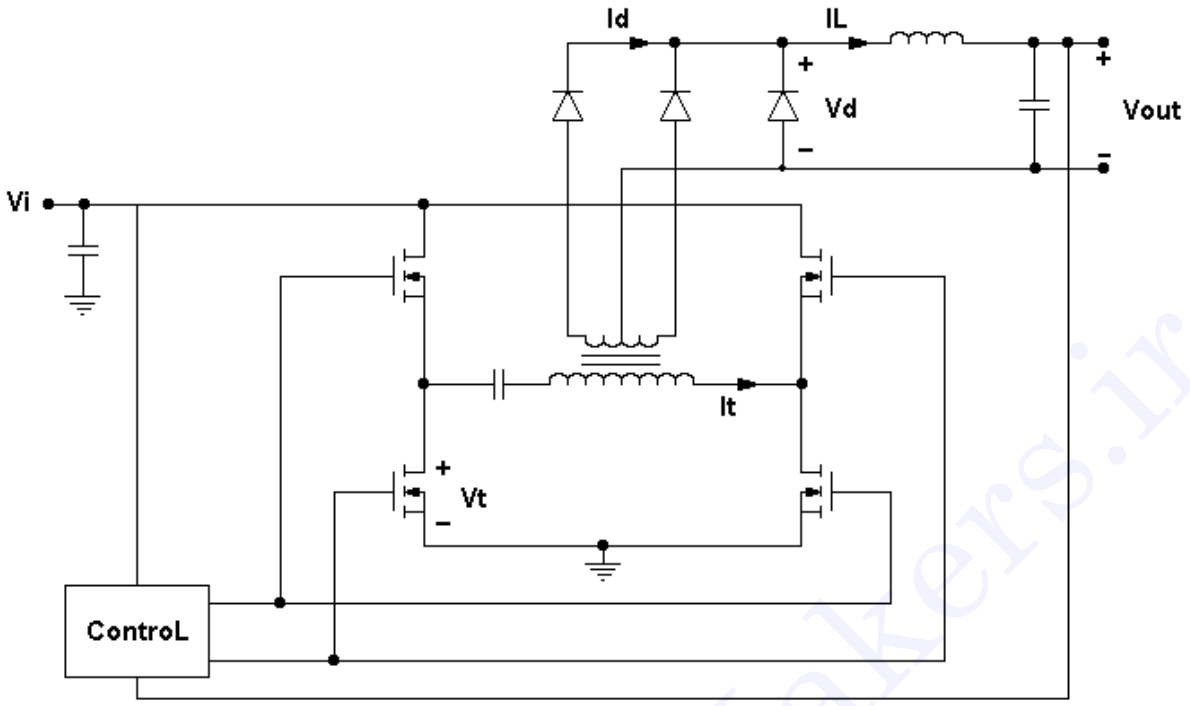
به دلیل اینکه همه Vin روی سیم پیچ اولیه می افتد پیک جریان کمتری دارد وتوان قابل عرضه به شکل قابل ملاحظه ای افزایش می یابد . وجود خازن سری تعادل هسته را تامین می کند (این کار با حذف مولفه DC جریان انجام می گیرد).

در اینجا هم مدار فرمان ترانزیستور ایزوله لازم است که به راحتی برای دو جفت ترانزیستور با دو جفت سیم پیچ قابل تحصیل است و مدار فرمان پیچیده ای را طلب نمی کند.

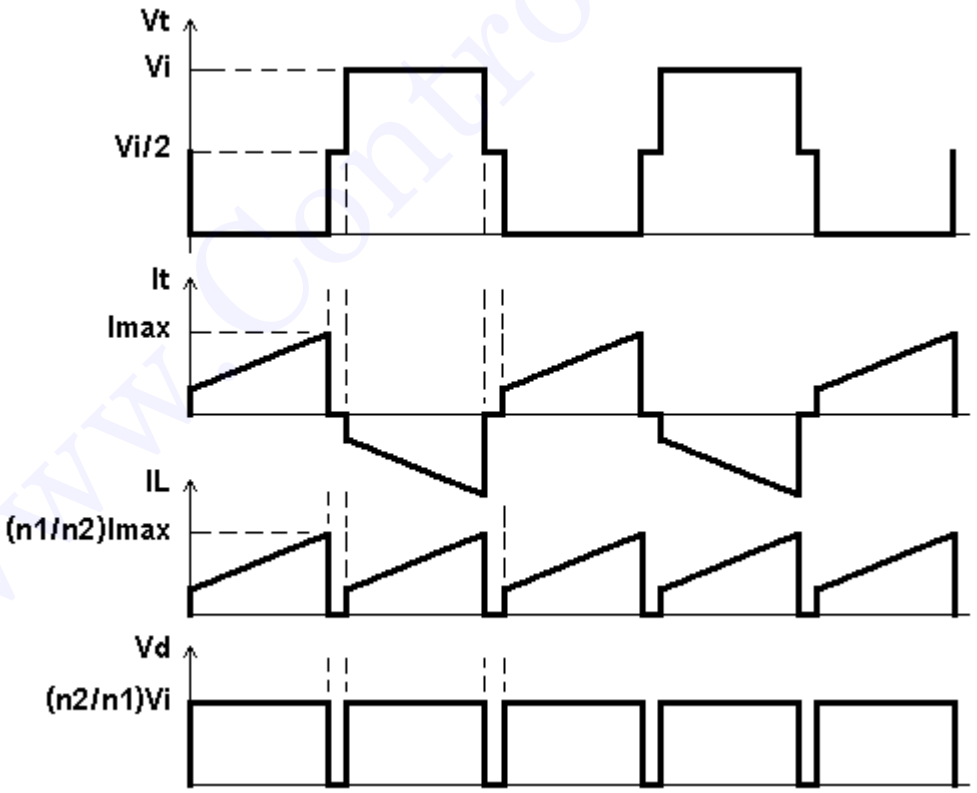
اشباع هسته واقعاً برای ترانزیستورها مخرب است ولی این طرح برای توانهای 400 تا چند کیلووات به راحتی کار می کند.

این مدار قابلیت اطمینان بالایی دارد زیرا افت ولتاژ و پیک جریان کمتری برای هر یک از ترانزیستورها قرار می گیرد. استفاده از تمامی فرمولهای م دار نیم پل از دیگر خاصیتهای خوب این مدار است.

یک عیب این مدار استفاده از 4 ترانزیستور است چراکه وقتی ترانزیستورهای یک قطر خاموش می شوند در همان زمان بایاس جداگانه ای برای راه اندازی ترانزیستورهای دیگر باید استفاده شود. بنابراین فضا و هزینه بیشتر به علت است فاده از دو عنصر سوئیچ اضافی عیب عمده این مدار به حساب می آید.



شکل (**4-4**) رگولاتور تمام پل



شکل (**4-4**) شکل موجهای ولتاژ و جریان

بخش پنجم:

مدارات مجتمع (IC های) کنترل کننده منابع تغذیه

www.ControlMakers.ir

مدارات مجتمع (IC های) کنترل کننده منابع تغذیه:

در سالهای اخیر انواع گسترده ای از IC ها که عملکردهای پیچیده تر را در یک منبع تغذیه امکان پذیر و آسان می کند به بازار عرضه شده است.

پس از انتخاب آرایش و سطح انتظارات برای تهیه یک طرح دلخواه انتخاب بهترین IC کنترل کننده باید انجام گیرد . علی ر غم اختلافات فراوان شباهتهای بسیاری بین این IC ها وجود دارد.

موارد زیر در اغلب آنها مشترک است:

1- یک نوسان ساز که در فرکانس پایه کار می کند و موج مثلثی جهت استفاده در PWM را تولید می کند.

2- راه انداز خروجی که توان کافی را جهت بکارگیری در مقاصد کم و متوسط (میانه) تولید می نماید.

3- ولتاژ مبنا که ولتاژ پایه را جهت مقایسه خروجیها و همچنین یک ولتاژ پایدار برای سایر بخشها تولید می کند.

4- تقویت کننده ولتاژ خطا که با بهره ب الا ولتاژ مقایسه ای را بین ولتاژ خروجی و ولتاژ مبنای پایدار تامین می کند.

5- یک مبدل خطا یا مبدل ولتاژ به عرض پالسی که D.C خروجی را متناسب با سطح ولتاژ خطا تنظیم می کند.

اینها بلوکهای اصلی یک تراشه مدولاسیون عرض پالس (PWM IC) را تشکیل می دهند.

بخشهایی که در یک سطح بالاتر کاری ممکن است لازم باشند عبارتند از:

1- یک تقویت کننده جریان اض افی که تغذیه را در شرایط غیر طبیعی در ارتباط با بار حفاظت می کند.

2- یک مدار شروع نرم که مطابق نامش برای راه اندازی نرم خروجی بکار می رود.

3- کنترل کننده زمان مرده که حداقل عرض پالس PWM را کنترل می کند و از هدایت همزمان دو ترانزیستور ممانعت بعمل می آورد.

4- یک ناظر ولتاژ حداقل که از شروع بکار کردن مدار در شرایطی که ولتاژ نامناسبی در ورودی وجود دارد جلوگیری می کند.

برای شروع پروسه طراحی نخست باید توپولوژی مدار مورد نیاز مناسب انتخاب شود (اینکه یک یا دو راه انداز در خروجی داشته باشیم) و بدین صورت نیا زهای اولیه IC را تعیین می کنیم.

کنترل کنندهای با یک سر خروجی تنها یک سوئیچ قدرت و انواع دوگانه دو سوئیچ قدرت را تحت کنترل خود دارند. کنترلرهای با دو خروجی در توپولوژی های نیم پل و تمام پل و پوش پول بکار می روند.

IC های مجهز به دو خروجی مضاعف دارای یک بخش ا ضافی به نام حافظ پالس دوگانه هستند تا یک سوئیچ قدرت نتواند دو بار پیاپی روشن شود (که به اشباع تراسفورمر منجر شود). عامل دوم نوع سوئیچ قدرت بکار گرفته شده است. بعضی از IC های PWM ترانزیستور خروجی برای راه اندازی دارند که اینها برای راه اندازی ترانزیس تورهای

دو قطبی لازم است و امکان دارد ترانزیستور کمکی خروجی هم لازم باشد.

برای ماسفتهای قدرت طرح توتم پل بهترین انتخاب است . این راه اندازهای خروجی برای هدایت ترانزیستورها ایده آال هستند همچنین جهت تامین جریانهای شارژ و دشارژ خازنهای گیت لازم هستند. بعلاوه هر یک از ترانزیستورهای خروجی توان هدایت هر ترانزیستور را با حداقل قطعات دارند.

بطور کلی در IC های PWM سه نوع حالت کنترل وجود دارد که عبارتند از:

1- حالت (نوع) کنترل شبه رزونانسی

2- حالت (نوع) کنترل ولتاژ

3- حالت (نوع) کنترل جریان

5-1: حالت (نوع) کنترل شبه رزونانسی:

منابع تغذیه سوئیچینگ شبه رزونانسی تکنولوژیی هستند که شکل موجهای هدایت سوئیچهای قدرت را به شکل سینوسی شکل می دهند . این تضمین می کند که در طی نوسانات سوئیچینگ حاصلضرب ولتاژ و جریان برابر صفر باشد. به عبارت دیگر تلفات سوئیچینگ در نیمه هادی برابر صفر است.

این انواع مبدل از یکی از روشهای کنترل زیر بهره می گیرند:

1- زمان روشن ثابت و زمان خاموش متغییر برای جریان سوئیچ برابر صفر

2- زمان خاموشی ثابت و زمان روشن متغییر برای ولتاژ سوئیچ برابر صفر

کنترل بوسیله تغییر تعداد چرخه ه ای هدایت رزونانسی بار خروجی در ثانیه انجام می گردد.

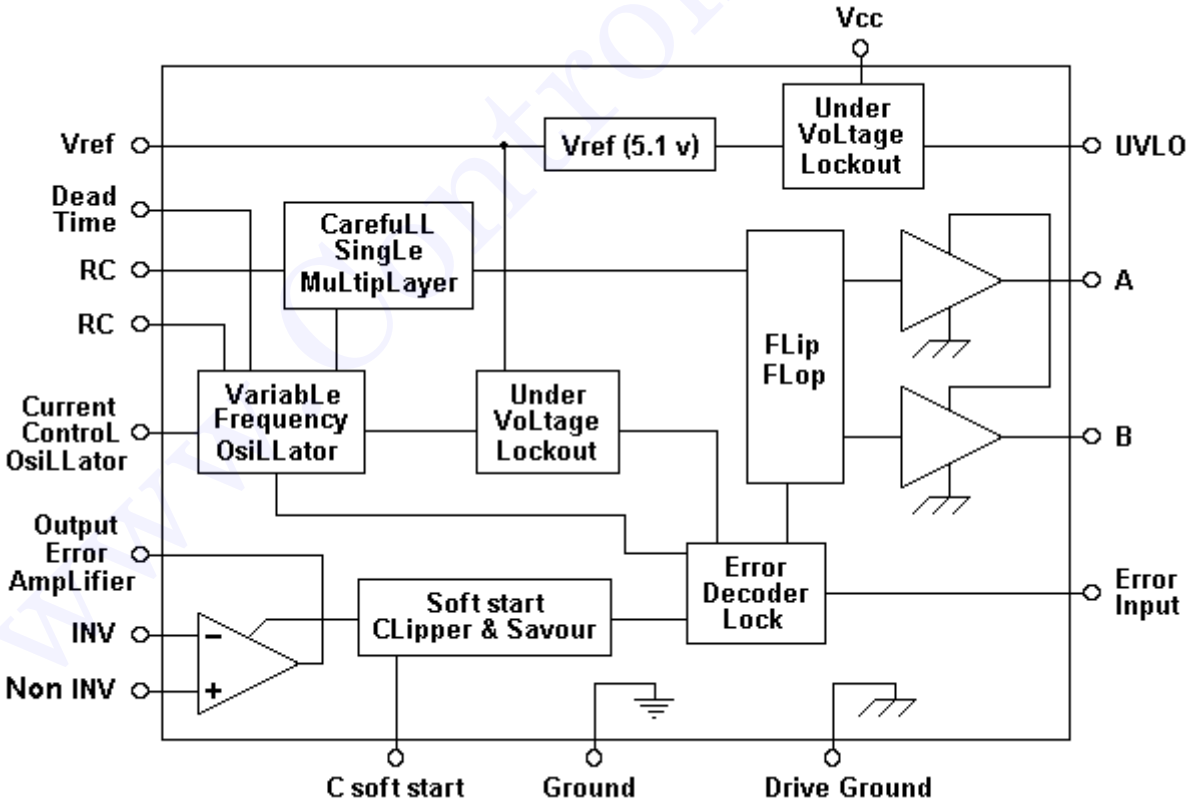
IC های کنترل کننده ای به بازار عرضه شده اند که نیازمندیهای این نوع تغذیه را تامین می کنند. یک IC کنترل رزونانسی نمونه را می توان در شکل (**5-1**) پیدا کرد . بعضی از انواعی که اخیراً عرضه شده اند عبارتند از:

MC34066 ZCS

LD405 ZCS

UC3860 ZCS

شکی نیست که در آینده نزدیک انواع بیشتری هم ارائه خواهد شد.



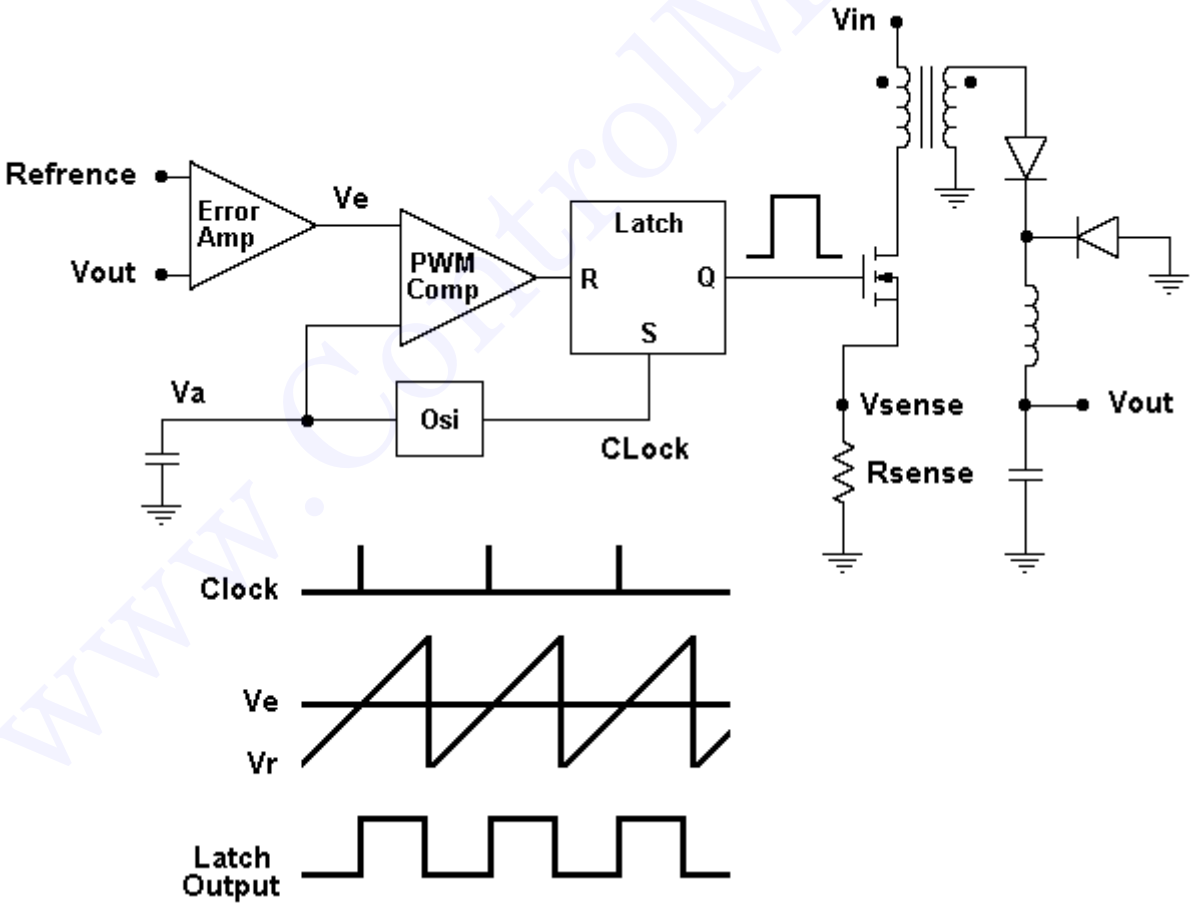
شکل (**5-1**) دیاگرام ساده شده MC34066 به نقل از شرکت موتورولا

5-2: حالت (نوع) کنترل ولتاژ:

این روشی بود که در اولین منابع تغذیه سوئیچینگ و برای سالهای زیادی در صنعت استفاده می شد. مدل پایه این حالت در شکل (**5-2**) نشان داده شده است.

از مشخصات اصلی این روش وجود یک مسیر فیدبک به همراه مدولاسیون عرض پالس (مقایسه یک ولتاژ خطا با یک شکل موج دندان اره ای) می باشد و محدود کردن جریان باید بصورت جداگانه ای صورت گیرد.

مزیتهایی را که این نوع تکنیک کنترل شامل می شود عبارتند از:



شکل (**5-2**) طرح پایه حالت کنترل ولتاژ

1- طراحی و تجزیه و تحلیل یک حلقه فیدبک راحتر است.

2- یک موج دندان اره ای با دامنه بزرگ حد نویز خوبی را به منظور پایداری ایجاد می کند.

3- رگولاسیون بار به خوبی صورت می گیرد.

معایبی را که حالت کنترل ولتاژ دارا می باشد عبارتند از:

1- هر تغییری در خط یا بار ابتدا بصورت تغییر در ولتاژ خروجی حس می شود وسپس توسط حلقه فیدبک تصحیح می گردد که این عمل معمولاً به کندی صورت می گیرد.

2- جبران سازی پیچیده تر است بخاطر اینکه بهره حلقه فیدبک با ولتاژ ورودی تغییر می کند.

3- فیلتر خروجی منابع معمولاً دو قطب به حلقه کنترل اضافه می کنند که بنابراین افزودن یک قطب مسلط فرکانس پایین و یا یک صفر به تقویت کننده خطا را برای جبران سازی موجب می شود. حالت کنترل ولتاژ هنگامی می تواند انتخاب مفیدی باشد که:

1- امکان تغییرات بار در خروجی وجود داشته باشد.

2- در شرایط کم بار که دامنه شکل موج جریان خیلی کم است برای پایداری عملکرد PWM.

3- کاربردهایی که در آن از پیچیدگیهای موجود در حلقه فیدبک دوتایی و یا جبران سازی شیب (برای Duty Cycle بیشتر از 50% در حالت کنترل جریان) باید جلوگیری شود.

4- توانهای بالا یا کاربردهای دارای پارازیت که نویز را روی شکل موج جریان سخت می توان کنترل کرد.

5- چندین ولتاژ خروجی مورد نیاز است.

6- رگولاتورهایی با کنترل از طریق ثانویه که در آنجا عامل واکنش اشباع شدنی وجود دارد.

چند کنترلر نمونه تک خروجی و جفت خروجی در اینجا فهرست شده اند:

Single Ended Controllers:	Double Ended Controllers:
SG1524	SG1525/26/27
MC34060	TL494/495
UA78S40	
MC34063	

5-3: حالت (نوع) کنترل جریان:

تمام معایبی که برای حالت کنترل ولتاژ گفته شد توسط حالت کنترل جریان قابل حل است .

دیاگرام پایه این حالت در شکل (**5-3**) نشان داده شده است. همانطور که از شکل پیداست در اینجا اسیلاتور فقط وظیفه شکل موجی با فرکانس ثابت را دارد وبجای شکل موج دندان اره ای در نوع کنترل ولتاژ نمونه ای از جریان خروجی بکار می رود.

مزایایی را که این روش کنترل به همراه دارد عبارتند از:

1- از آنجاییکه شیب جریان سلف با اختلاف ولتاژ ورودی و خروجی متناسب است بنابراین پاسخ تاخیردار ناشی از حس ولتاژ خروجی و تغییرات بهره حلقه در اثر تغییر ولتاژ ورودی حذف می شود.

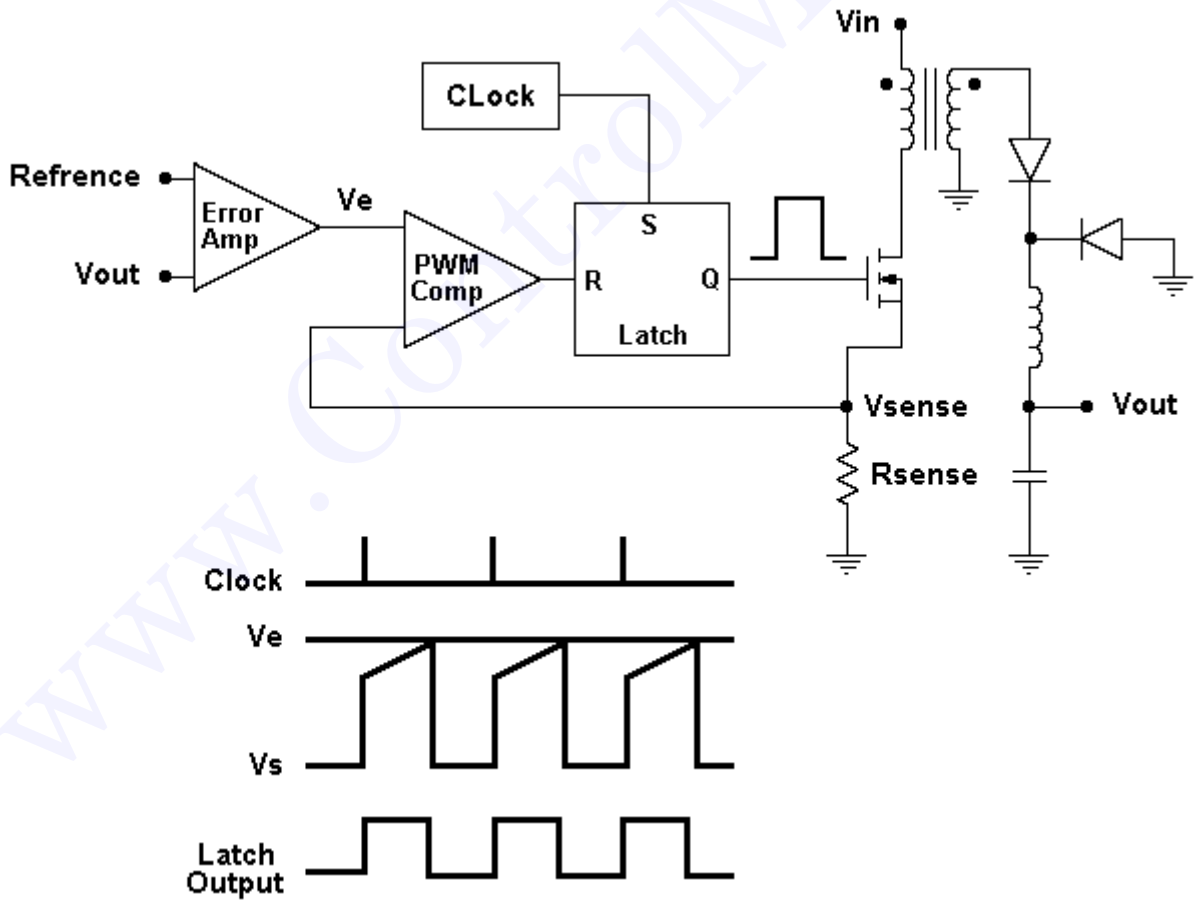
2- بدلیل اینکه تقویت کننده خطا برای فرمان دادن جریان خروجی بیشتر بکار می رود تا

ولتاژ خروجی بنابراین تاثیر سلف خروجی بر حلقه کمترین مقدار شده و فیلتر خروجی فقط یک قطب به حلقه فیدبک اضافه می کند. بنابراین جبران سازی ساده تری صورت گرفته و پهنای باند بیشتری حاصل می شود.

معایبی را که برای حالت کنترل جریان می توان برشمرد عبارتند از:

1- وجود دو حلقه فیدبک آنالیز مدار را مشکلتر می کند.

2- حلقه کنترل در D.C بیشتر از 50% ناپایدار می شود مگر آنکه توسط مداری که جبران کننده شیب نام دارد جبران شود. این جبران ساز باید به حلقه کنترل اضافه شود.



شکل (**5-3**) طرح پایه حالت کنترل جریان

3- از آنجاییکه مدولاسیون کنترل توسط نمونه ای از جری ان خروجی صورت گرفته است تشدیدهایی در رگولاتور می تواند نویزهایی را وارد حلقه کنترل کند.

4- اسپایکهای لبه شکل موج جریان منبع نویز دیگری هستند که در اثر خازنهای ترانسفورمر و جریان بازیافت یکسوکننده خروجی رگولاتور ایجاد می شوند.

5- با کنترل جریان رگولاسیون بار به خوبی صورت نمی گیرد.

حالت کنترل جریان زمانی می تواند انتخاب خوبی باشد که:

1- خروجی منبع تغذیه بصورت یک منبع جریان یا یک ولتاژ خروجی خیلی بزرگ با شد.

2- پاسخ دینامیکی سریعتری برای یک فرکانس سوئیچینگ داده شده نیاز باشد.

3- کاربرد ما در یک مبدل DC to DC باشد در حالیکه تغییرات ولتاژ ورودی زیاد است.

4- در کاربردهایی که قابلیت موازی شدن با بار وجود دارد.

5- در مدارات پوش پول زمانیکه تعادل فلوی ترانسفورمر مهم است.

6- در کاربردهای ارزان قیمت که حداقل قطعات مورد نیاز است.

فهرست بعضی کنترلرهای نوع جریان در اینجا آمده است:

Single Ended Controllers:	Double Ended Controllers:
UC3842/43/45	CU3825
MC34129	UC1846/56
MC34065	UCC18/28/3806
CA1523/24	UCC18/28/3806

معرفی خانواده IC های UC3842/3/4/5 با کنترل جریان:

تراشه های UC1842/3/4/5 انتخاب خوب و بهینه ا ی برا ی منابع تغذیه OFF LINE و DC به DC مي باشند. شکل (**5-4**) دیاگرام پایه این خانواده را نشان مي دهد.

از ویژگیهای این خانواده عبارتند از:

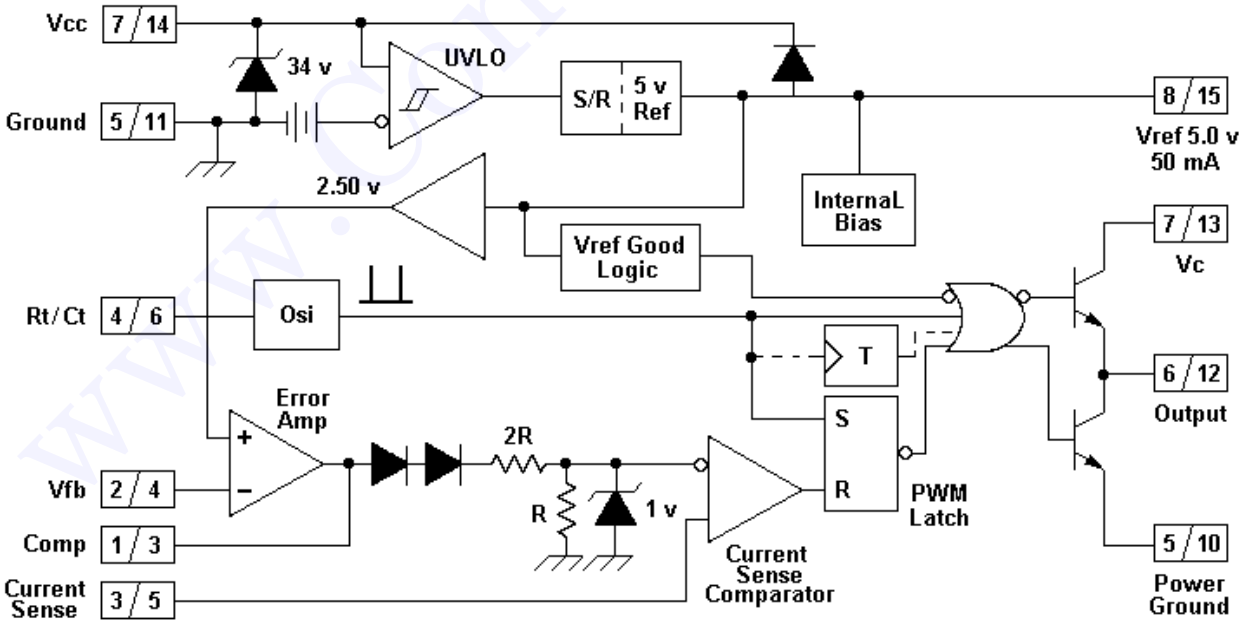
1- راه اندازی با جریان کمتر از 1 mA

2- دارا بودن یک ولتاژ مرجع مطمئن و دقیق برای استفاده در ورودی تقویت کننده خطا

3- قابلیت محدود کردن جریان

4- دارا بودن ترانزیستورهای خروجی با توانایی درایو کردن MOSFET های نوع N یا ترانزیستورهای BJT در جریان های با پیک بالا

5- عملکرد تا فرکانس 500 kHz



شکل (**5-4**) دیاگرام داخلی تراسه های UC3842/3/4/5

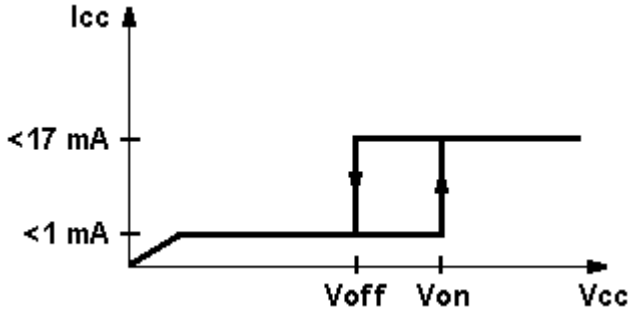
6- دارا بودن قابلیت قطع در صورت کافی نبودن ولتاژ ورودی (UVLO)

تفاوت اساسی بین IC ها ی این خانواده در آستانه UVLO و زمان وظیفه (D.C) آنها می باشد که در شکل (**5-5**) مقادیر آنها برای تراشه های مختلف این گروه داده شده است.

شکل (**5-6**) عملکرد بخش UVLO را بصورت حلقه هیسترزیس نشان می دهد . همانطور که در شکل دیده می شود پس ماندی برابر 5 ولت در اثر نوسانات Vcc در نظر گرفته شده است . همانطوری که گفته شد ماکزیمم D.C برای UC3842/3 به 100% و برای UC3844/5 به 50% (توسط یک فلیپ فلاپ نوع T که در داخل IC وجود دارد) محدود می شود. برای عملکرد بهینه در تراشه زمان مرده (Dead Time) نباید از 15% پریود نوسان ساز داخلی تجاوز کند.

UVLO Start (v)	Maximum Duty CycLe	
	<50%	<100%
7.9 (off) 8.5 (on)	UC3845	UC3843
10 (off) 16 (on)	UC3844	UC3842

شکل (**5-5**) جدول مقادیر UVLO و DUTY CYCLE



شکل (**5-6**) نمودار هیسترزیس

همچنین داریم:

$D.C\ (max) = 1-(t_{dead}-T)$ (UC3842/3)

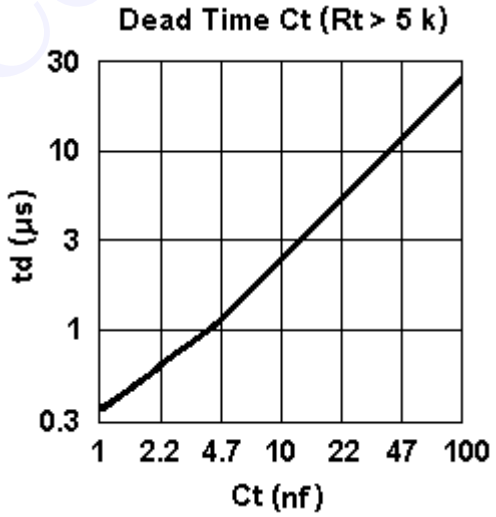
$D.C\ (max) = 1-(t_{dead}-2T)$ (UC3844/5)

برای انتخاب مقادیر Rt و Ct ابتدا باید زمان مرده مدار مشخص گردد و سپس نزدیکترین مقدار استاندارد خازن Ct از طریق شکل (**5-7**) بدست آید . با داشتن فرکانس مورد نیاز برای مدار و مقدار Ct مقاومت Rt با استفاده از فرمول زیر بدست می آید:

$Fosi\ (kHz) = 1.72/[Rt\ (k\Omega)\times Ct\ (\mu F)]$

باید توجه داشت که IC های UC3844/5 دارای یک مقسم بر 2 بوسیله دو فلیپ فلاپ برای داشتن ماکزیمم زمان وظیفه (D.C) 50% هستند. بدین دلیل فرکانس نوسان ساز داخلی باید دو برابر فرکانس سوئیچینگ مورد نظر انتخاب شود.

شکل (**5-8**) نمونه ای از قابلیت کنترل جریان در این خانواده از IC های PWM را نشان



شکل (**5-7**) نمودار زمان مرده بر حسب Ct

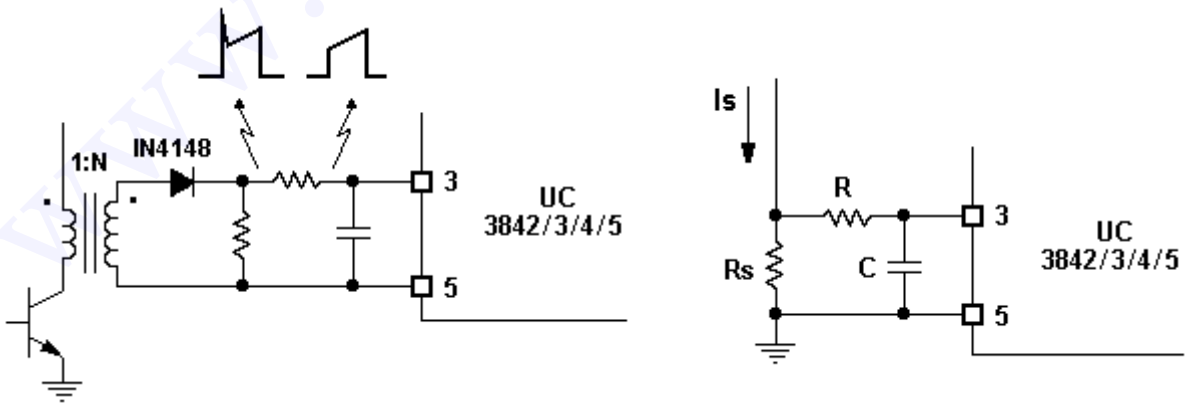
می دهد. همانطور که در شکل دیده می شود ابتدا جریان به ولتاژ تبدیل شده و سپس به فیلتر پایین گذر (RC) یا ترانسفورمر داده شده و بعد وارد تراشه می شود. دلیل استفاده از فیلتر یا ترانسفورمر جلوگیر ی از اسپایکها ی موجود در لبه شکل موج جریان (که به خاطر ظرفیت خازنی در کلکتور ترانزیستور قدرت مدار بوجود می آید) می باشد. اگر این حالت گذرا تضعیف نشود م ی تواند بصورت دائم ی پالس خروج ی PWM را حذف کند . ثابت زمانی مدار RC باید تقریباً برابر طول مدت وجود اسپایک باشد (معمولاً چند صد نانو ثانیه کافی است). در حالت استفاده از فیلتر رابطه پیک جریان حس شونده بصورت زیر است:

$$Ip = (Vc-1.4)/3Rs$$

در فرمول فوق Vc ولتاژ خروجی تقویت کننده خطا (E.A) می باشد.

با بکارگیری ترانسفورمر قبل از فیلتر تلفات توان در مقاومت Rs و خطاهایی که بوسیله جریان مبنا ایجاد می شود کاهش یافته و یک نوع ایزولاسیون خوب نیز انجام می شود.

در این حالت نیز رابطه پیک جریان حس شونده بصورت زیر می با شد:



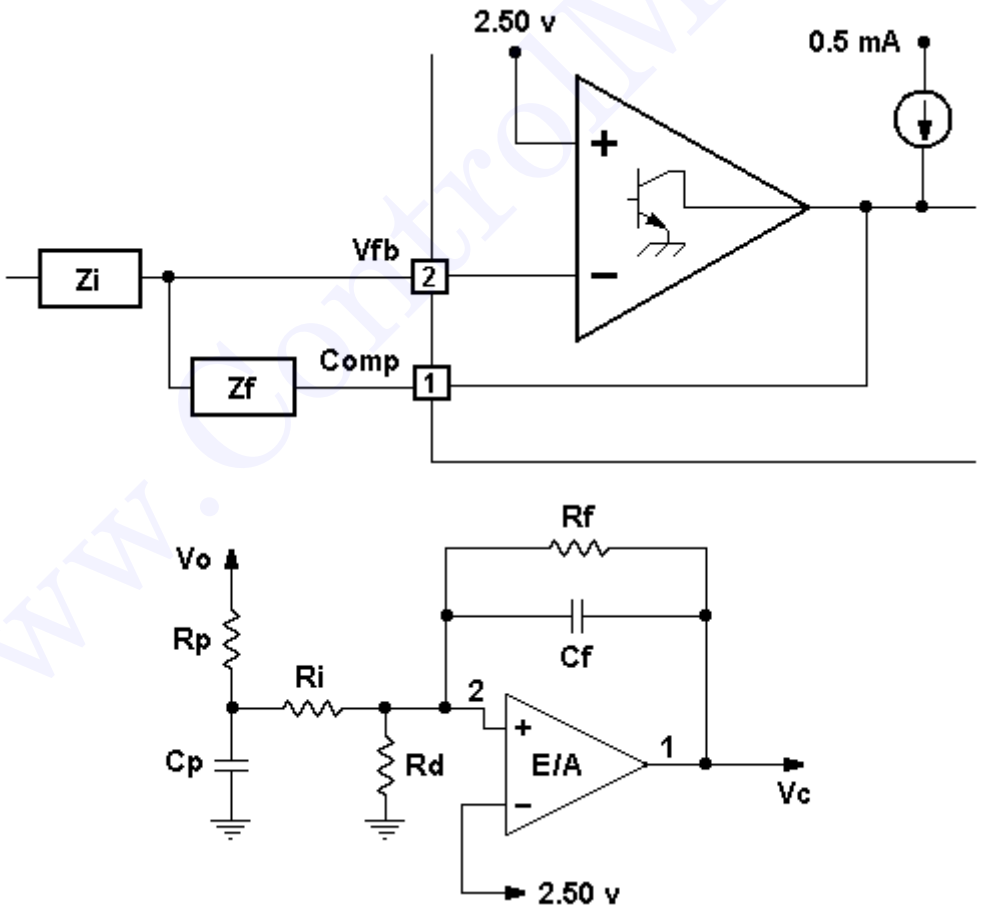
شکل (**5-8**) حالت کنترل جریان

$Ip = N(V_R/Rs) = N(Vc-1.4)/3Rs$

در صورت استفاده از قابلیت محدود سازی جریان چنانچه ولتاژ پایه 3 از IC به یک ولت برسد پیک جریان (بدون ترانسفورمر) بصورت زیر معین می شود:

$Imax = 1\ (volt)/Rs$

یکی از پایه های تقویت کننده در تراشه به ولتاژ 2.5 V با 2% خطا وصل بوده و از طریق پایه شماره 2 و پایه شماره 1 جبران سازی بصورت خارجی و برای کنترل کردن پاسخ فرکانسی حلقه بسته مدار صورت می گیرد.



شکل (**5-9**) جبرانسازی

شکل (**5-9**) یک نوع جبران سازی برای پایداری در هر نوع توپولوژی با کنترل جریان بجز مبدلهای فلای بک و بوست را نشان می دهد. اجزای Zf قطبی را به حلقه فیدبک اضافه می کنند که صفر حاصل از خازن فیلتر خروجی مدار را از بین می برد.

رگولاتورهای بوست و فلای بک صفری در نیمه راست صفحه مختلط و در تابع تبدیل شان دارند. یک نمونه جبرانسازی برای این مبدلها با هدف تولید قطبی توسط Cp و Rp در شکل (**5-9**) نشان داده شده است.

تقویت کننده خطا در این تراشه ها می تواند جریان برون ده ی تا 0.5 mA و درون ده ی (SINK) تا 2 mA را داشته باشد . ضمناً یک محدودیتی برای مقاومت Rf (در قسمت جبرانساز) بصورت زیر داده شده است:

$$R_f\,(min) = [V_{E.A}\,(max)-2.5]/0.5\,(mA) = 7\,(k\Omega)$$

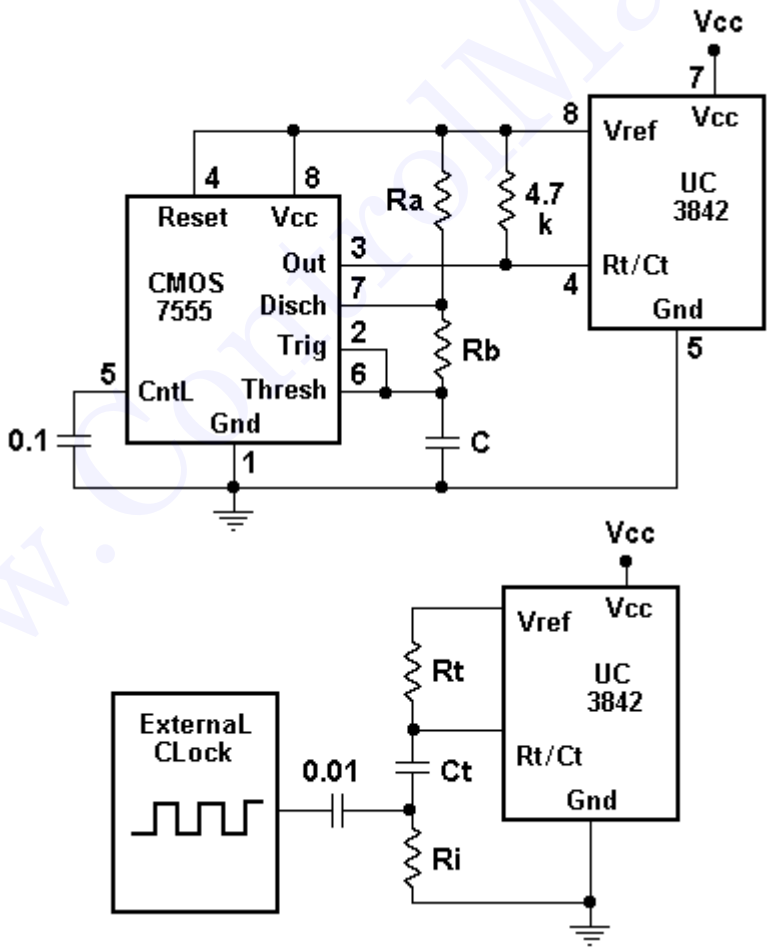
خروجی های UC3842/3/4/5 بصورت توتم پل بوده (و SINGLE ENDED) بوده و قابلیت درایو کردن گیت ترانزیستورها ی MOSFET با جریان پیک 1 Amp و BJT با جریان متوسط 200 mA را دارند. قرار دادن مقاومتی در خروجی ترانزیستورهای توتم پل برای محدود کردن جریان لازم جهت درایو MOSFET ها و BJT ها لازم است.

بدون این مقاومت پیک جریان توسط dV/dt ترانزیستورهای توتم پل و خازن ترانزیستور خروجی معین می شود.

همچنین با بکارگیری یک دیود شوتکی در خروجی IC از منفی شدن ولتاژ خروجی که باعث ناپایداری PWM می شود می توان جلوگیری کرد.

سر ی خانواده تراشه ها ی UC3842/3/4/5 قابلیت همزمانی (استفاده از فرکانس نوسان ساز خارجی بجای نوسان ساز داخلی) را دارا می باشند. ساده ترین ترکیب مدار ی در شکل (**5-10**) نشان داده شده است. البته باید توجه داشت که فرکانس نوسان ساز داخلی باید کمتر از فرکانس پالس خارجی باشد (بطور نمونه 20% فرکانس خارجی با دامنه 0.5 V).

PWM ها م ی توانند به ي ک CLOCK آنالوگ یا دیجیتال ی (مثل تراشه 555 یا يک میکروپروسسور با برنامه نرم افزاری) بصورت شکل (**5-10**) متصل شوند.



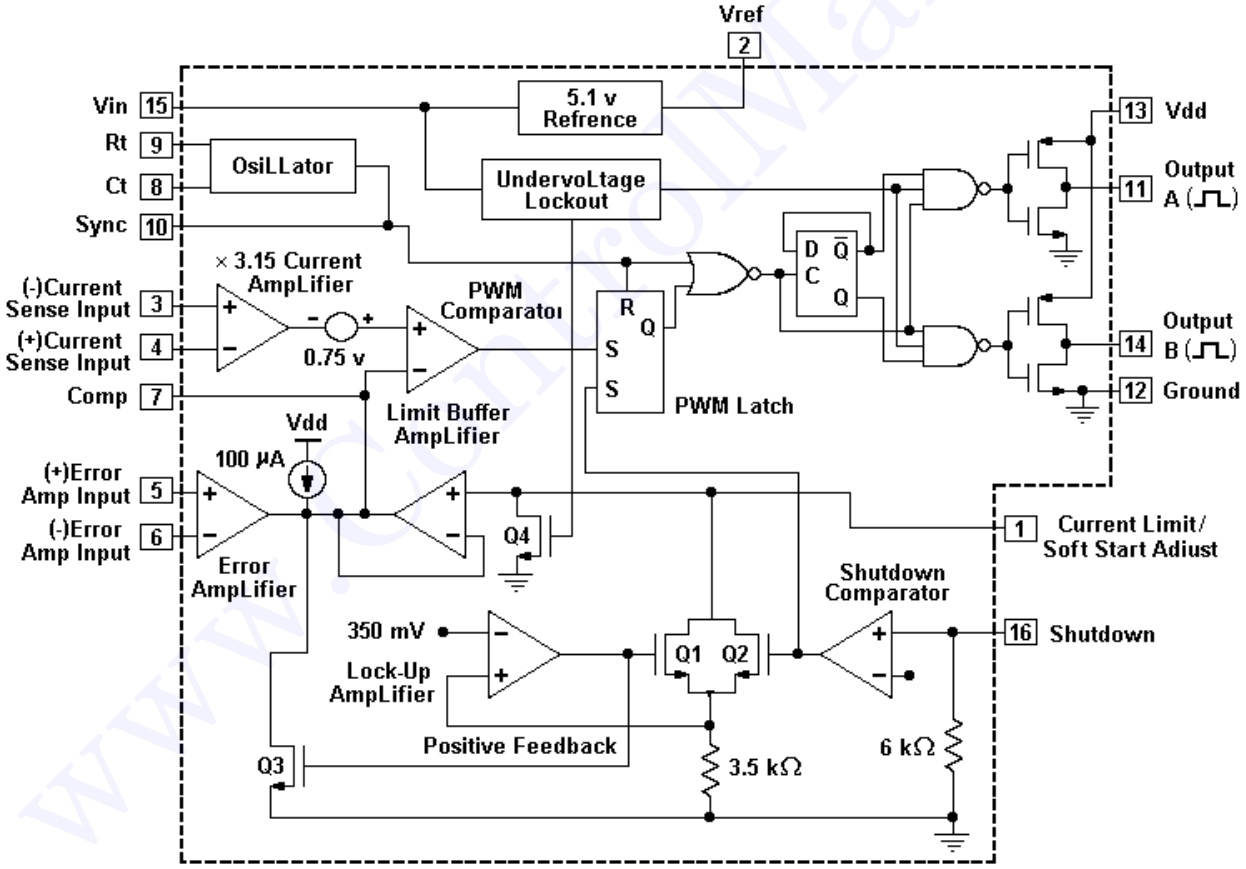
شکل (**5-10**) نحوه استفاده از نوسان ساز خارجی

معرفی تراشه TC170 با کنترل جریان:

IC کنترل جریان TC170 از سری تراشه های کم مصرف و مناسب برای منابع تغذیه سوئیچینگ و مبدلهای DC به DC و کنترل موتورها می باشد. دیاگرام پایه این IC در شکل (**5-11**) نشان داده شده است.

از جمله ویژگیهای این تراشه عبارتند از:

1- خروجیهای مضاعف و توتم پل برای درایو کردن ترانزیستورهای MOSFET و BJT و دارا بودن زمان صعود و نزول 50 ns (در بار 1000 pF) که موجب می شود توان



شکل (**5-11**) دیاگرام داخلی تراشه TC170

ترانزیستورهای خروجی کاهش پیدا کند.

2- راه اندازی با تکنولوژی CMOS تا حداکثر جریان 3.8 mA

3- دارا بودن صف کاملی از مدارات محافظ

4- تقویت کننده حس جریان تفاضلی و محدودیت جریان قابل برنامه ریزی

5- عملکرد فرکانسی تا 200 kHz

6- سازگاری پایه ها با IC های UC1/2/3846

7- دو یا چند کنترلرهای TC170 می توانند بصورت SLAVE و در حالت موازی و از یک نوسان ساز داخلی یا نوسان ساز خارجی بصورت MASTER عمل کنند.

شکل (**5-12**) نحوه اتصال Rt و Ct را برای تنظیم فرکانس و شکل (**5-13**) رابطه فرکانس با قطعات Rt و Ct را برای IC نشان می دهد.

فرکانس نوسان ساز در PWM از رابطه زیر بدست می آید:

$$Fo = \left[[1.27/(Rt\times Ct)]-[2800/(Rt^2\times Ct)]\right]\left[Ct/[Ct+150\ (p)]\right]$$

مقاومت Rt بین 5 تا 50 کیلو و خازن Ct بین 250 تا 1000 پیکو فاراد می تواند انتخاب شود. رابطه زمان مرده تراشه نیز بصورت زیر است:

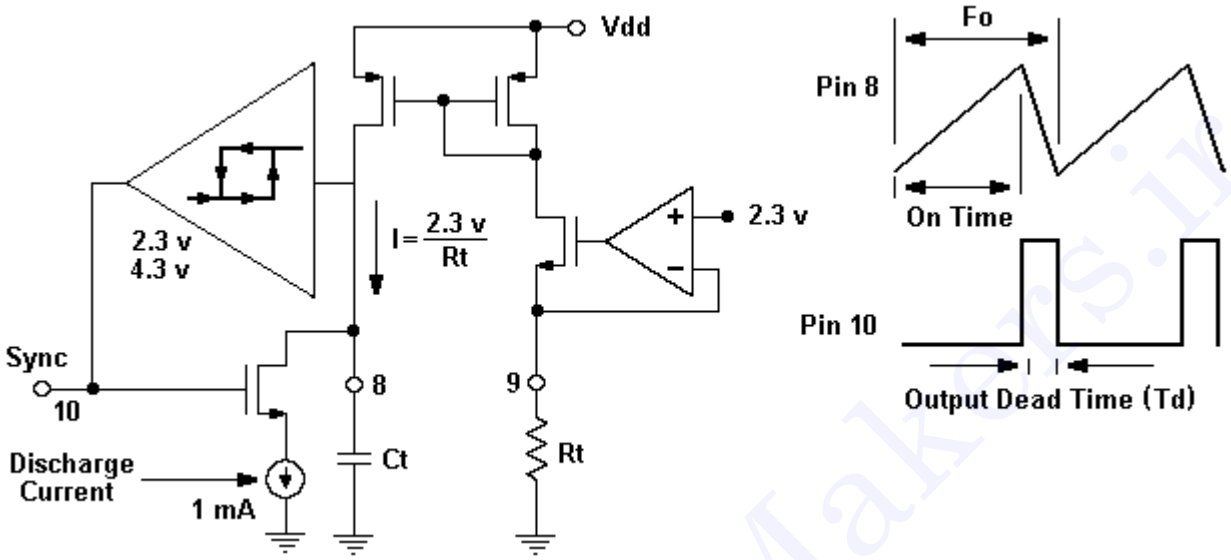
$$Td = \left[2000Ct/[1-(2.3/Rt)]\right]$$

همانطوری که مشاهده می شود ماکزیمم D.C توسط زمان مرده تنظیم می شود.

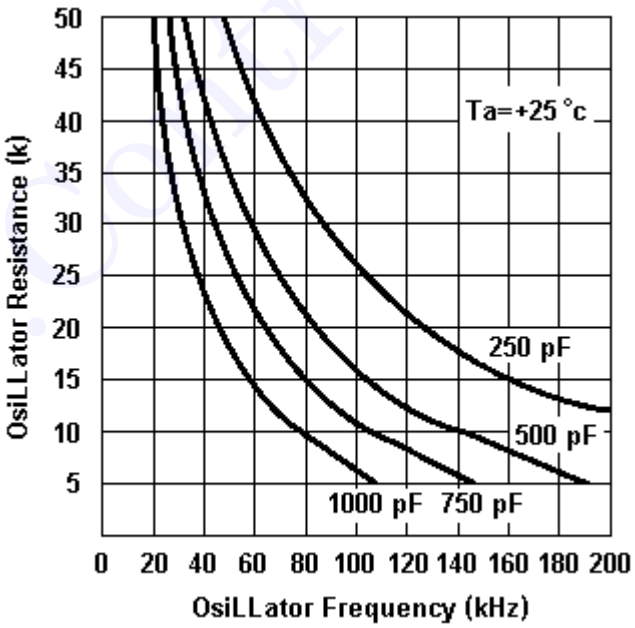
محدود کردن جریان در این PWM مانند شکل (**5-14**) صورت می گیرد.

رابطه پیک جریان محدود شونده بصورت زیر است:

$$Is = (V1-0.75)/3.15Rs \qquad V1 = Vref\left[R2/(R2+R1)\right]$$



شکل (**5-12**) دیاگرام نوسان ساز داخلی TC170



شکل (**5-13**) نمودار فرکانس بر حسب Rt و Ct

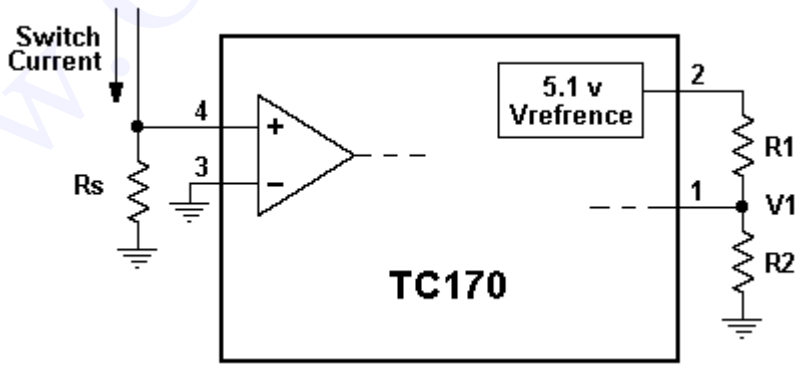
ابتدا R1 باید انتخاب شود. ترکیب مدار Shut Down برای (Vref-0.35)/R1 کوچکتر از 50 µA لچ نمی گردد و برای مقدار بزرگتر از 125 µA این کار صورت می گیرد.

چنانچه افزایش جریان بیش از حد باعث بیشتر شدن ولتا ژ پایه ناوارونساز آپ امپ داخل تراشه از ولتاژ V1 گردد خروجی ها غیر فعال می گردند.

با اعمال سیگنالی بزرگتر از 350 mV به پایه 16 تراشه (حالت SHUT DOWN) نیز خروجی ها غیر فعال مي گردند . پالس ورودی باید حداقل 500 ns عرض و 1 V دامنه داشته باشد تا تاخیر انتشار از ورودی به خروجی حداقل گردد (کمتر از 600 ns شود).

در این IC هرگاه ولتا ژ ورودی بیشتر از 7.7 V شودعملکرد UVLO غیر فعال شده و ترانزیستورQ4 مطابق شکل (**5-11**) خاموش می گردد.

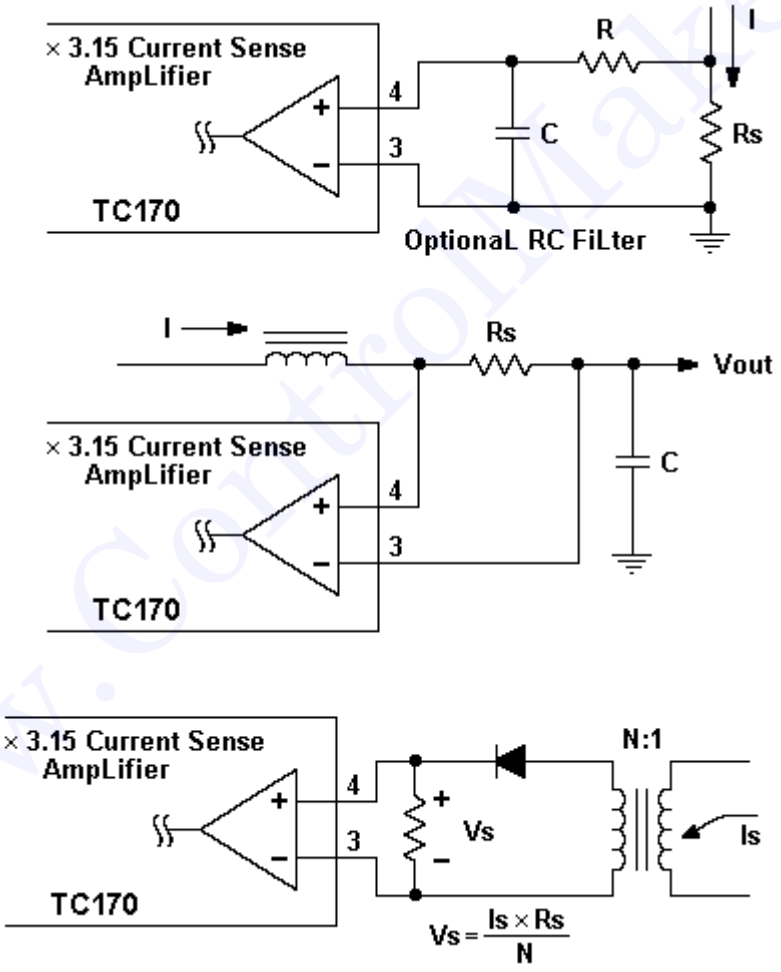
پس از این حالت و با قرار دادن خازن ی در پایه 1 مي توان از قابلیت راه انداز ی نرم (SOFT START) در تراشه استفاده کرد . با شار ژ خازن PWM از کمترین D.C و کمترین جریان شروع بکار می کند تا ولتاژ خروجی مدار به حد دلخواه برشد.



شکل (**5-14**) نحوه محدود کردن جریان

حالت کنترل جریان توسط این IC از طریق تقویت کننده حس جریان (با بهره 3.15 و حداکثر ولتاژ ورودی تفاضلی 1.1 V و محدوده ولتاژ ورودی مد مشترک از صفر تا Vin-3 ولت) صورت می گیرد.

شکل (**5-15**) حالتهای مختلف کنترل جریان را نشان می دهد . همانطور که مشاهده می شود در حالتی که یک سر Rs به زمین وصل است (در این صورت یک فیلتر RC جهت از بین بردن اسپایک های تولید شده در شکل موج جریان توسط ظرفیت خازنی



شکل (**5-15**) حالت کنترل جریان

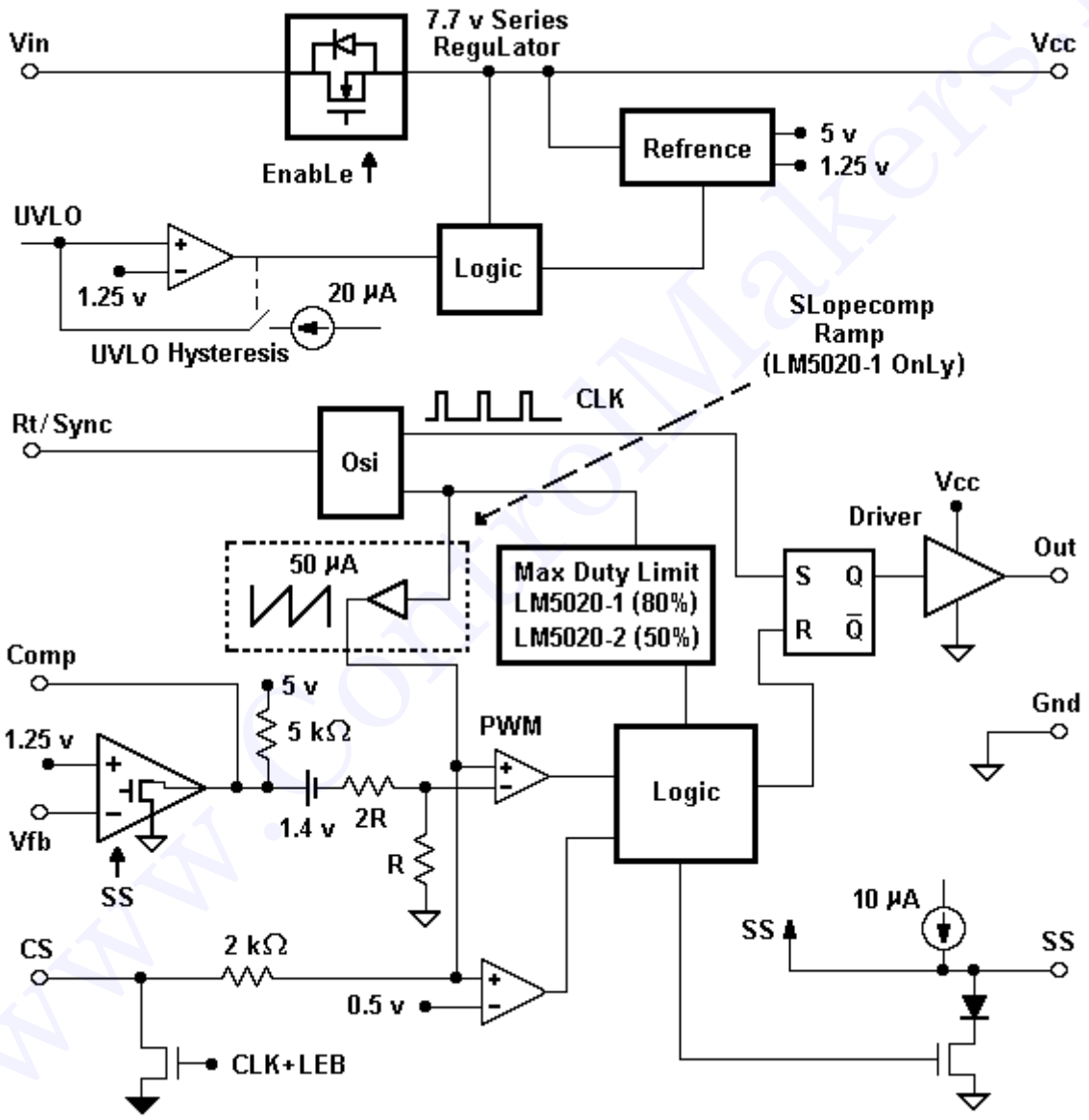
موجود در کلکتور ترانزیستور قدرت مدار بکار می رود) یا در حالتی که مقاومت حس کننده جریان Rs به زمین اتصال ندارد و یا حالتی که از یک ترانسفورمر استفاده می شود (جهت کاهش توان تلفاتی در Rs و ایزولاسیون مناسب – هر چند گرانتر شدن و افزایش پیچیدگی مدار از معایب آن بشمار می آید) شکلهای مختلف کنترل جریان توسط TC170 هستند.

به منظور کاهش تاخیر انتشار از ورودی تراشه به تقویت کننده جریان و خروجی شیب باید جریان حس شونده 1 µs در کمترین عرض باشد (در این صورت تاخیر بین 300 تا 400 µs خواهد بود).

ویژگی قفل حالت زیر ولتاژ (UVLO) در این PWM برای ولتاژ کمتر از 7.7 V عمل می کند (مقدار هیسترزیس 0.75 ولت است). یعنی در ولتاژ ورودی کمتر از این مقدار خروجی های IC غیر فعال می گردند. در این صورت دیگر نیازی به استفاده از خازن در پایه 15 (ولتاژ ورودی) برای کاهش نوسانات ولتاژ نیست.

معرفی تراشه های LM5020 – 1/2 با کنترل جریان:

این IC از جمله PWM هایی است که قابلیت کار با ولتاژ ورودی بالا رادارد و برای انواع مبدلهای با توپولوژی تک خروجی (SINGLE ENDED) مناسب است. شکل (**5-16**) دیاگرام پایه این IC را نشان می دهد. از جمله ویژگیهای این تراشه عبارتند از:



شکل (**5-16**) دیاگرام داخلی تراشه LM5020 – 1/2

1- راه اندازی (SOFT START) قابل برنامه ریزی

2- توانایی جریان دهی خروجی تا پیک 1 A

3- ماکزیمم زمان وظیفه 80% برای LM5020 – 1 و 50% برای LM5020 – 2

4- قابلیت برنامه ریزی قفل زیر ولتاژ (UVLO) توسط هیسترزیس قابل تنظیم

5- جبران سازی بسیار ساده و آسان (لازم بذکر است که در تراشه LM5020 – 1 جبران سازی شیب نیز وجود دارد).

6- توانایی کارکرد تا فرکانس 1 MHz با تاخیر انتشار کمتر از 100 ns

LM5020 شامل یک رگولاتور ولتاژ بالای داخلی است که اجازه اتصال پایه Vin را مستقیماً به ولتاژ خط تا 100 V می دهد . جریان خروجی رگولاتور به 15 mA محدود می شود . هنگامی که خازن اتصال داده شده خارجی (که در محدوده 0.1 تا 100 µF می تواند انتخاب شود) در پایه Vcc با چنین جریانی شارژ می شود و به 7.7 V می رسد خروجی کنترلر فعال می شود تا زمانی که ولتاژ خازن به زیر 6 ولت برسد. در این صورت خروجی IC غیر فعال می شود. در کاربردهای معمول می توان از یک ترانسفورمر بهمراه دیود ولتاژی بیشتر از 8 V (برای قطع رگولاتور داخلی تراشه) در پایه Vcc تولید کرد و بدین صورت توان تلفاتی در کنترلر را کاهش داد.

عملکرد UVLO قابل برنامه ریزی از طریق اتصال یک مقسم ولتاژ مقاومتی بین پایه Vin و پایه UVLO و زمین صورت می گیرد.این مقاومتها طوری انتخاب می شوند که در حالت ولتاژ ورودی مطلوب ولتاژ پایه UVLO بزرگتر از 1.25 ولت باشد . وقتی که ولتاژ این

پایه کمتر از 1.25 V شود منبع جریان 20 µA برای ایجاد پس ماند در مقسم ولتاژ جاری شده و ولتاژ پایه UVLO را بالا نگه می دارد تا جایی که کاهش ولتاژ ورودی خروج از حلقه هیسترزیس را باعث شده و PWM غیر فعال گردد.

فیدبک ولتاژ مدار به پایه Vfb وصل شده و جهت جبران سازی قطعات بین پایه Vfb و پایه COMP قرار داده می شوند.

محدود کردن و حس جریان توسط پایه CS صورت می گیرد . در صورتیکه ولتاژ این پایه بیشتر از 0.5 ولت شود خروجی تراشه قطع می شود (قابلیت محدود کردن جریان).

برای حس جریان (جهت استفاده از قابلیت کنترل جریان این IC) یک فیلتر RC بعد از مقاومت حس کننده قرار می گیرد تا نویزهای فرکانس بالا در لبه شکل موج جریان را کاهش دهد . ترانزیستور MOSFET موجود در پایه CS خازن قرار داده شده در این پایه را در پایان هر سیکل PWM دشارژ می کند . دشارژ خازن تا مدت 50 ns بعد از شروع سیکل جدید و برای تضعیف اسپایکهای لبه شکل موج جریان باقی می ماند.

مقایسه گرهای PWM و حس جریان در این IC خیلی سریع هستند و می توانند حتی به یک پالس نویز با زمان کوتاه پاسخ دهند . به همین دلیل انتخاب فیلتر RC و مقاومت حس کننده جریان باید به دقت صورت گیرد (مثلاً خازن فیلتر باید خطی نزدیک به کنترلر و مستقیماً به پایه CS وصل شود).

برای تنظیم فرکانس کافی است یک مقاومت بین پایه Rt و زمین قرار گیرد . تراشه LM5020 – 2 به صورت داخلی یک مقسم بر 2 فرکانسی دارد (برای داشتن D.C حداکثر

50%). از اینرو فرکانس IC دو برابر فرکانس سوئیچینگ خروجی می باشد در حالیکه در LM5020 – 1 فرکانس تراشه با فرکانس سوئیچینگ خروجی یکسان است.

رابطه فرکانس و مقاومت Rt بصورت زیر است:

$$Rt = 1/\left[F\times158\times10^{-12}\right] \qquad (LM5020 - 1)$$

$$Rt = 1/\left[F\times316\times10^{-12}\right] \qquad (LM5020 - 1)$$

عملیات همزمانی (SYNCHRONIZATION) در این تراشه ها توسط اتصال یک نوسان ساز خارجی از طریق خازنی با ظرفیت 100 pF به پایه Rt (و با فرکانس بیشتر از فرکانس نوسان ساز داخلی قرارداده شده بوسیله Rt) صورت می گیرد . دامنه سیگنال خارجی باید بزرگتر از 3.7 V بوده و عرض آن بین 15 تا 150 ns باشد.

با استفاده از قابلیت راه اندازی نرم (SOFT START) در این IC می توان فشارها و ضربه های جریان در هنگام راه اندازی را کاهش داد . با اتصال خازنی در پایه SS این خازن با منبع جریان 10 µA در داخل تراشه با شیب ثابت شارژ می شود . در این حالت ولتاژ پایه COMP و زمان وظیفه پالسهای خروجی PWM محدود می شود.

حفاظت حرارتی در این IC بخوبی صورت گرفته است. وقتیکه درجه حرارت به 165 درجه سلسیوس برسد کنترلر به حالت کم توان (STANDBY) رفته و خروجیها غیر فعال می گردند. این حالت تا زمان کاهش دما ادامه می یابد. پس از آن رگولاتور پایه Vcc فعال شده و حالت راه اندازی نرم شروع به کار می کند.

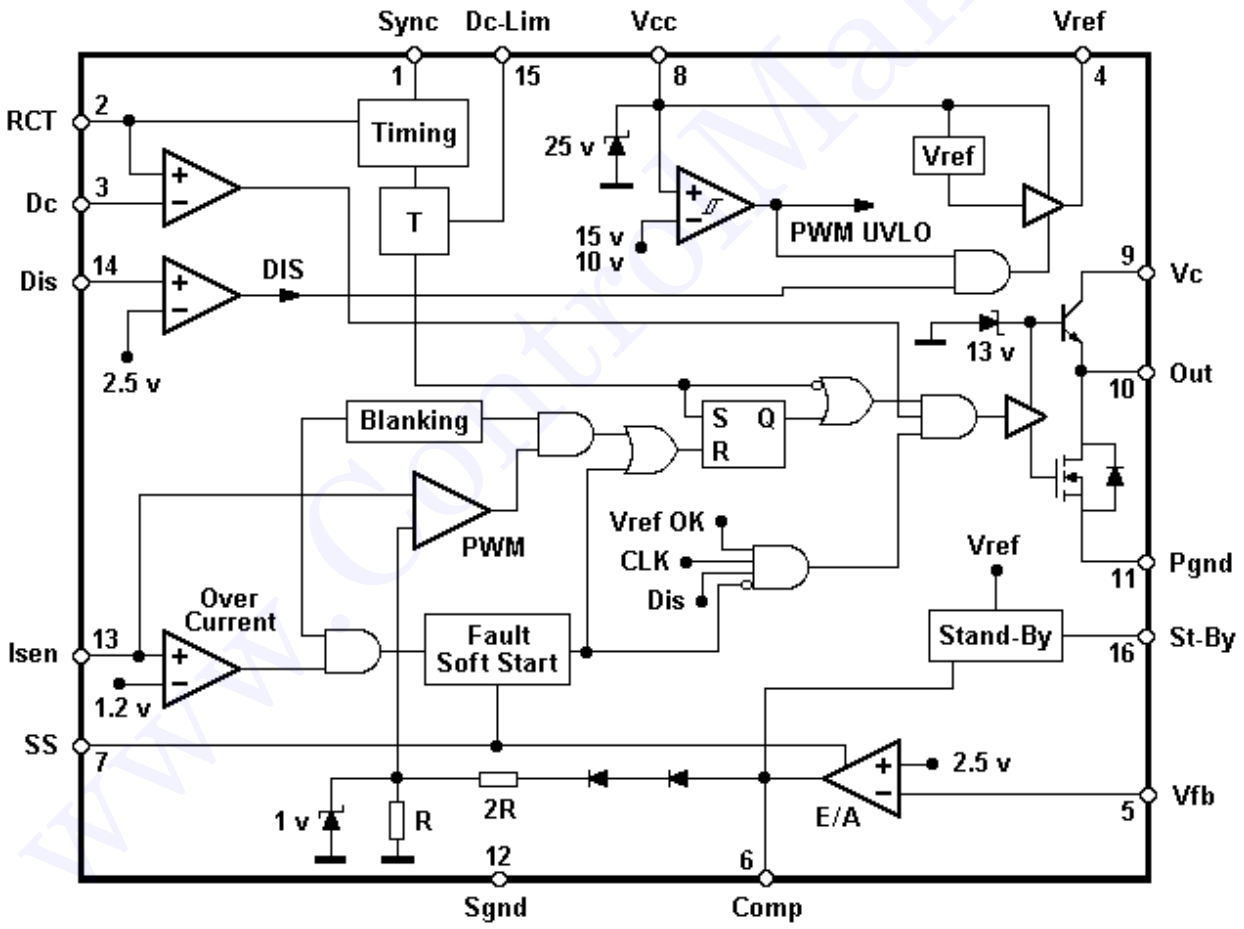
معرفی تراشه های L5991 و L5991A با کنترل جریان:

این IC از جمله PWM های عرضه شده با کنترل جریان و انتخابی مناسب و بهینه برای کاربردهای OFF LINE و DC به DC می باشد. شکل (**5-17**) دیاگرام داخلی این تراشه را نشان می دهد. از جمله ویژگیهای این تراشه عبارتند از:

1- عملکرد فرکانسی تا 1 MHz

2- جریان راه اندازی کمتر از 120 µA برای IC

3- قابلیت درایو کردن ترانزیستورهای خروجی PWM با جریان بالا



شکل (**5-17**) دیاگرام داخلی تراشه L5991/1A

4- زمان وظیفه قابل برنامه ریزی (100% و 50% برای حداکثر محدودیت)

5- عملکرد حالت STANDBY

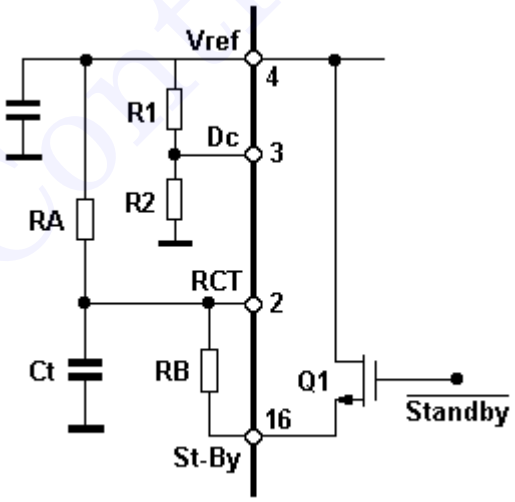
6- عملکرد حالت راه اندازی نرم (SOFT START) قابل برنامه ریزی

7- ایجاد فواصل خالی به مدت 100 ns برای استفاده در حالت حس جریان

8- غیر فعال کردن تراشه با اعمال ولتاژ خارجی

توسط پایه 1 (SYNC) در این تراشه می توان IC های دیگر را همزمان کرد (MASTER). در این صورت پالس مثبتی در لبه پایین رونده نوسان ساز داخلی در این پایه تولید می شود . عملیات همزمانی بوسیله یک سیگن ال خارجی می تواند صورت گیرد (SLAVE). دراین حال فرکانس نوسان ساز داخلی باید کمتر از فرکانس CLOCK خارجی باشد (بطور نمونه 10 تا 20%).

عملکرد فرکانسی مانند شکل (**5-18**) توسط دو مقاومت RA و RB و یک خازن CT



شکل (**5-18**) نحوه اتصال قطعات نوسان ساز

در دو حالت کار عادی و STANDBY قابل تنظیم است . خازن از طریق RA و RB در حالت نرمال و از طریق RA در حالت STANDBY (با خاموش شدن ترانزیستور Q1) شارژ می شود. روابط فرکانس در حالت نرمال و STANDBY بصورت زیر است:

$$F_{osi} = 1/[C_t\times[0.693\times(R_A||R_B)]+K_t]$$

$$F_{sb} = 1/[C_t\times(0.693\times R_A)+K_t]$$

$K_t = 90$ ($V_{15} = V_{ref}$) $K_t = 160$ (V_{15} = GND/OPEN)

باید توجه داشت که نسبت F_{osi}/F_{sb} نبایستی بیشتر از 5.5 شود.

زمان مرده مدار نیز از رابطه زیر حاصل می شود:

$$T_d = 30\times(K_t\times C_t)10^{-9}$$

کنترل زمان وظیفه در این PWM با اعمال ولتاژی بین 1 تا 3 ولت به پایه 3 (DC) صورت می گیرد. به شکل (**5-18**) توجه کنید. ماکزیمم زمان وظیفه بین صفر تا D_x (که توسط پایه 15 تعیین می شود) می تواند باشد. با باز گذاشتن این پایه داریم: $D_{max} = D_x$

رابطه ولتاژ پایه 3 بصورت زیر است:

$$V_3 = 5-2^{(2-D_{max})}$$

D_{max} از مقایسه بین V_3 و شکل موج نوسان ساز داخلی معین می شود . در صورت استفاده از یک سیگنال خارجی برای همزمانی داریم:

$$V_3 = 5-4\times\exp[-D_{max}/[R_t\times C_t\times F_{external}]]$$

Dx با ولتاژی که به پایه 15 (DC-LIM) داده می شود تعیین می شود و فرمول آن بصورت زیر است:

$$Dx = Rt/(Rt+230)$$

اگر این پایه بجای وصل شدن به Vref به زمین وصل شود یا مدارباز باشد داریم:

$$Dx = Rt/(2Rt+260)$$

تقویت کننده خطا دراین IC دارای SLEW RATE بالایی بوده و جبران سازی نیزبین پایه 5 (Vfb) این تقویت کننده و پایه 6 (Comp) صورت می گیرد.

عملکرد راه اندازی نرم دراین تراش ه توسط اتصال خازنی به پایه 7 (SS) صورت می گیرد. خازن تا حداکثر ولتاژ 7 V شارژمی شود. دراین مدت خروجی تقویت کننده خطا (E.A) بصورت خطی واز صفر شروع به بالا رفتن می کند تا به یک حالت پایدار که توسط حلقه فیدبک تعیین می شود برسد. ماکزیمم زمان راه اندازی نرم (معمولا درحد میلی ثانیه) بصورت زیراست:

$$Tss = (3Rs\times Ipeak)/(Issc\times Css)$$

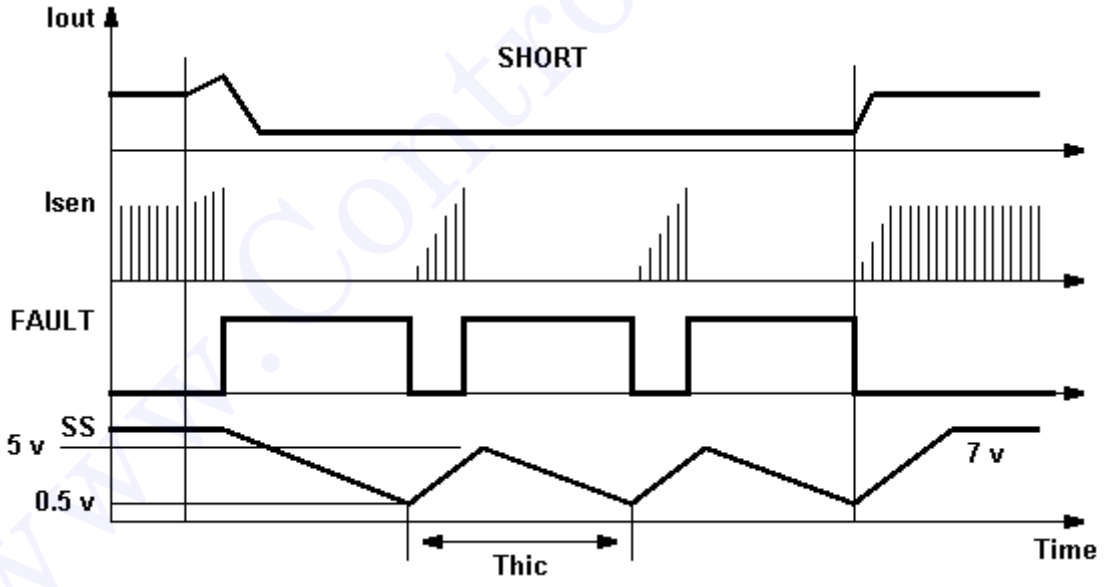
در این رابطه Ipeak جریان پیک مقاومت حس کننده جریان و Issc منبع جریان داخلی IC برای شارژ خازن راه اندازی می باشد. در حالتی که ولتاژ پایه 13 (Isen) بیشتر از 1.2 ولت گردد (حالت HICCUP نامیده می شود) تراشه خاموش گشته و خازن راه اندازی نرم وقسمت راه اندازی باعیب (FAULT S.S) شروع به کار می کنند. شکل (**5-19**) نمودار زمانی این حالت را نشان می دهد.

در دیاگرام داریم:

$$Thic = 4.5\times[1/Issc+1/Issd]\times Css$$

کارکرد بخش UVLO دراین IC برای ولتاژهای OFF و ON (15 V–10 V) و توسط تر یگراشمیت داخلی PWM صورت می گیرد. همانطور که در شکل (**5-17**) نشان داده شده است دیود زنر 25 V از اعمال ولتاژهای بیش از حد به تراشه جلوگیری می کند.

بخش خروجی IC قابلیت درایو کردن ترانزیستورهای BJT با پیک جریان 1.6 A برای برون دهی و 2 A برای درون دهی (SINK) را دارد. درایو ترانزیستورهای MOSFET قدرت با جریان 1 A نیز امکان پذیر است. تراتزیستورهای خروجی از یک زوج دارلینگتون (بصورت NPN) ویک ترانزیستور VDMOS بصورت توتم پل تشکیل شده اند . بنابراین نیازی به استفاده از دیود در پایه 10 (OUT) جهت جلوگیری از منفی شدن ولتاژ این



شکل (**5-19**) نمودار زمانی عملکرد HICCUP

پایه نیست . وجود دیودزنر 13 V دربیس BJT و GATE ترانزیستور MOS امکان بکارگیری ولتاژهای بالاتر در پایه 9 (Vc) را بدون خطر آسیب دیدگی موجب می شود.

در شرایط UVLO پایه 10 در ولتاژپایین نگهداشته می شود.

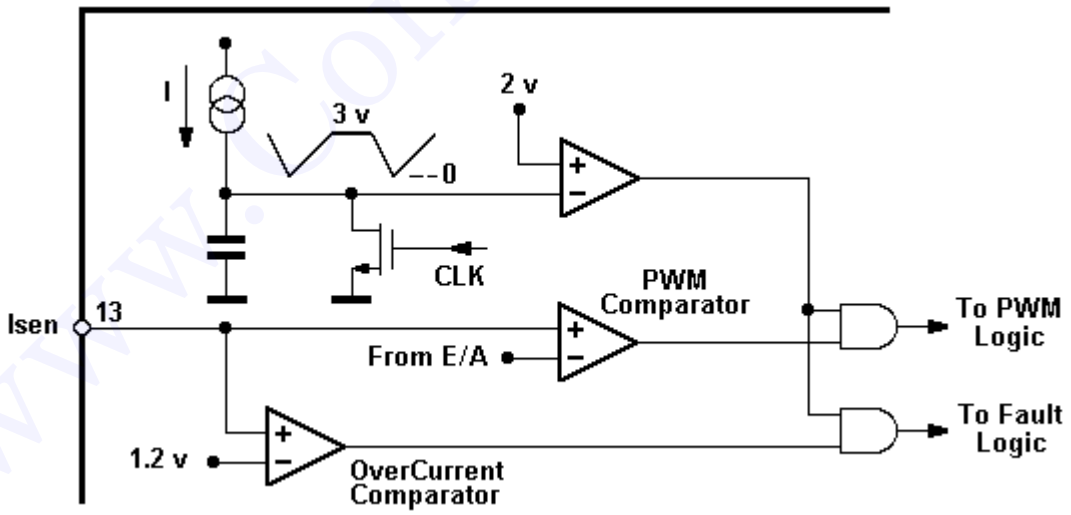
پایه 11 (PGND) زمین قدرت مدار می باشد وپایه 12 (SGND) نیز زمین سیگنال بوده و تمام اتصالات بخشهای خارجی به این پایه متصل می گردد.

قابلیت کنترل و محدود کردن جریان در این PWM با اتصال یک مقاومت حس کننده جریان Rs بین پایه 13 (Isen) و زمین صورت می گیرد. در صورتیکه ولتاژ پایه 13 به 1.2 V برسد IC غیرفعال می گردد وبنابراین داریم:

$$I_{max} = 1.2\ (V)/R_s$$

درحالت حس جریان نیز رابطه ای به شکل زیر داریم:

$$I_p = (V_{comp}-1.4)/3R_s$$



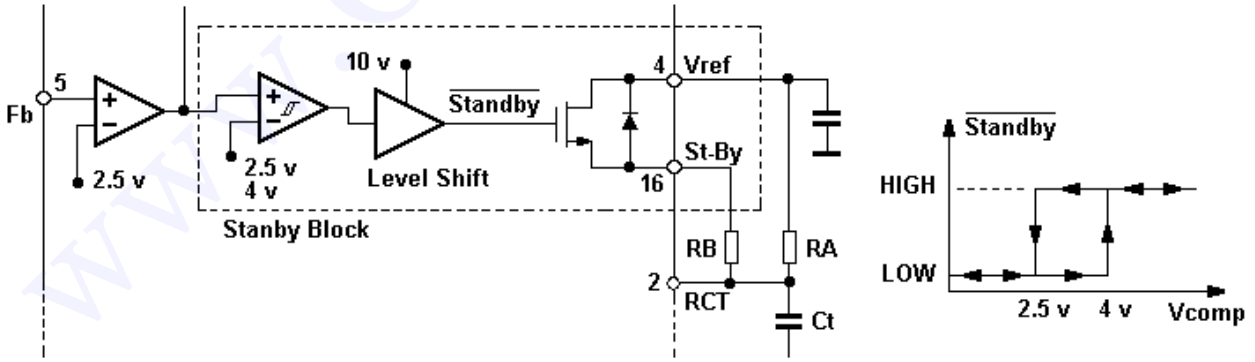
شکل (**5-20**) شمای داخلی قسمت حس جریان

در فرمول فوق Vcomp ولتاژ خروجی تقویت کننده خطا است.

برای مصونیت درمقابل نویز (بطور عمده اسپایکهای موجود در لبه شکل موج جریان حس شونده) یک فاصله خالی به مدت 100 ns بصورت نشان داده شده در شکل (**5-20**) برای کاهش یا صاف کردن خروجی فیلتر RC بکاربرده شده بعداز مقاومت Rs (جهت کاهش اسپایک جریان) بسیار مفید واقع می شود.

ازطریق پایه 14 (DIS) و با اعمال یک ولتاژ بیشتر از 2.5 V می توان تراشه را غیر فعال کرد . برای RESTART کردن تراشه می بایست ولتاژ پایه 8 (Vcc) زیر آستانه UVLO کشیده شود. ازاین پایه برای حفاظت در مقابل OVERVOLTAGE نیز می توان بهره گرفت.

عملکرد حالت STANDBY انتخاب بهینه ای برای مبدلهای فلای بک می باشد . این عملکرد در شرایط کم بار وبا کاهش فرکانس نوسان ساز داخلی رخ می دهد . این حالت با افزایش بار از یک آستانه معین از بین می رود. شکل (**5-21**) نمودار و دیاگرام این حالت را نشان می دهد.



شکل (**5-21**) دیاگرام حالت STANDBY در تراشه

ضمایم:

www.ControlMakers.ir

منابع و مأخذ:

1 - Data sheets of Motorola company

2 - Data sheets of On Semiconductor company

3 - Data sheets of Microchip company

4 - Data sheets of Unitrode company

5 - Data sheets of Texas Instrument company

6 -Data sheets of National Semiconductor company

7 - Data sheets of Fairchild company

8 - Data sheets of Sgs Thomson company

www.ControlMakers.ir

Project shorting:

This project being about switching power supply with current control. This control sort prevails in the new generation of the switching power supply. This researching being about switching power supply varies and either advantage and disadvantage and differences between the control different varies with feedback loop and the pulse wide modulation ICs description with current control of different companies such as: Microchip , On Semiconductor , Unitrode , Texas Instruments and etc.

www.ControlMakers.ir

Electronic B.S Project

Project Topic:

Switching Power Supply With Current Control

Guide Master:

Mr Dr. Amir Khani

Researcher:

Reza Amir Solaimani

www.ControlMakers.ir

1383 Winter