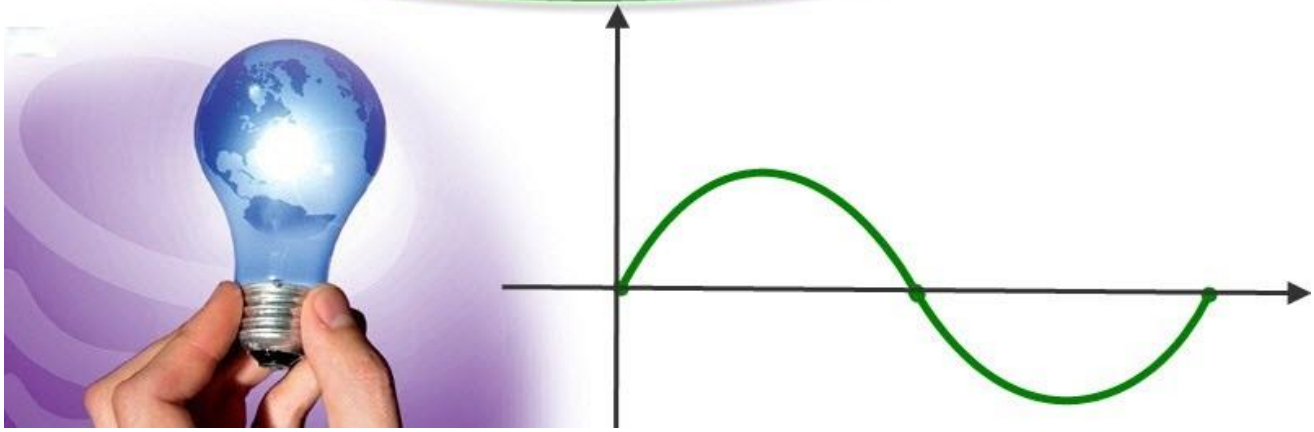
برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه



برای دریافت فایل wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

موضوع پروژه:

مبدلهای DC/DC

WikiPower.ir

برای خرید فایل wordاین پروژه اینجا کلیک کنید.
(شماره پروژه = ۴۴۰)
پشتیبانی: ۰۹۳۵۵۴۰۵۹۸۶

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

DC-DC converter

PIC-101 DC-DC converter

PIC control

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

3. Available models

Note: For input voltage up to 60V, you can contact us for further information.

S/N	PIC-101 model	voltage IN	voltage OUT	Current OUT
1.	PIC-101-a33	7Vdc-24Vdc	3.3V	1A
2.	PIC-101-a05	7Vdc-24Vdc	5.0V	1A
3.	PIC-101-a12	7Vdc-24Vdc	12V	1A
4.	PIC-101-aADJ	7Vdc-24Vdc	Adjustable	1A
5.	PIC-101-b33	7Vdc-24Vdc	3.3V	3A
6.	PIC-101-b05	7Vdc-24Vdc	5.0V	3A
7.	PIC-101-b12	7Vdc-24Vdc	12V	3A
8.	PIC-101-bADJ	7Vdc-24Vdc	Adjustable	3A

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

4. Mechanical Dimension

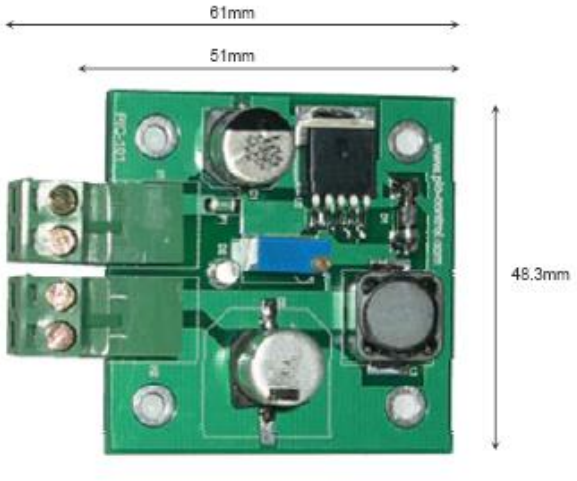
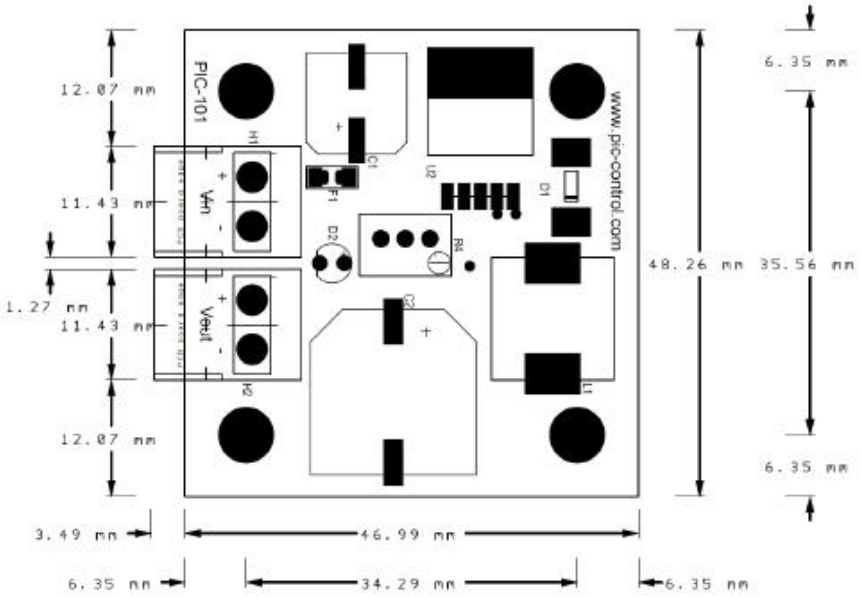


Fig: dimension



برای دریافت فایل wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

فهرست:

فصل اول:تعاریف وانواع مبدلهایDC..... (صفحه۸)

فصل دوم:مبدلDCساده با استفاده از NE555 وشبیه سازی با نرم افزار PROTEUS

..... (صفحه۴۶)

فصل سوم: یک نمونه از مبدل توان پایین با استفاده از

LM261MIC.....(صفحه۵۱)

فصل چهارم: یک مبدلDC/DC سوئیچ خازنی جدید ولتاژ پائین مجتمع با سطح تراشهٔ کوچک و بهرهٔ بالا.....(صفحه ۶۹)

فصل پنجم: طراحی و ساخت یک مبدل DC-DC ولتاژ بالا وتوان بالا با کلیدزنی نرم(ZCS).....(صفحه۸۷)

فصل ششم :نتیجه گیری.....(صفحه۱۰۵)

WikiPower.ir

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

فصل اول

تعاریف وانواع مبدلهایDC

WikiPower.ir

مبدل **DC-DC**: مبدلهای DC-DC وسیله‌های الکترونیکی هستند که هنگامیکه ما می‌خواهیم برای کارایی بهتر نیرو الکترونیکی V DC را از یک سطح ولتاژ به سطح ولتاژ دیگری تغییر دهیم استفاده می‌شوند (کاربرد دارند).

ما به این مبدلها احتیاج داریم چون بر عکس A_c، سیستم DC به سادگی نمی‌تواند بوسیله یک ترانسفورماتور افزایش یا کاهش یابد. در بسیاری از روش‌ها یک مبدل DC-DC معادل DC یک ترانسفورماتور است.

نمونه درخواست‌های مبدل‌های DC-DC جاهایی هستند که 24^{V} DC را از یک باتری کامیون باید به 12^{V}DC کاهش دهیم تا یک رادیو ماشین را به کار اندازیم و ترانسیور CB یا موبایل جایی که 12^{V}DC از یک باتری ماشین باید 3^{V}DC کاهش یابد تا یک DC plyer شخصی را به راه اندازیم؛ و جایی که 5^{V}DC روی یک کامپیوتر شخصی (مادر برد) باید به 2^{V} یا 3 یا کمتر برای یکی از آخرین (جدیدترین) تراشه‌های

CPV کاهش یابد؛جایی که 340VDC بوسیله مبدل برق AC240V بدست می‌آید باید به 12V, 5V و دیگر ولتاژهای DC بعنوان قسمتی از منبع pc کاهش یابد بخش از DC-AC معکوس کننده و جایی که 1.5v از یک سلول ساده باید به 5v یا بیشتر افزایش یابد تا بکار اندازیم مدارات الکتریکی جایی که 6v یا DC9v باید افزایش یابد. تا 500vDC یا بیشتر و تا فراهم کنیم یک ولتاژ تست نصب و جایی که DC12v افزایش یابد به +/-40v یا بیشتر تا به راه اندازیم مدار تقویت‌کننده‌های ماشین؛ یا جایی که 12vDC باید افزایش یابد به DC650v یا بیشتر بعنوان یک:

- در تمام این کاربردها ما می‌خواهیم تا انرژی DC از یک سطح ولتاژ به سطح ولتاژ دیگر تغییر دهیم تا زمانیکه امکان هدر رفتن بسیار کم در پردازش باشد.

به عبارت دیگر ما می‌خواهیم تا تبدیل را با بالاترین راندمان ممکن انجام دهیم.

نکته مهمی که باید در مورد تمام مبدلهای DC-DC باید یادآور شویم این است که مثل یک ترانسفورماتور لازم است فقط انرژی ورودی را به سطح امپدانس مختلف تغییر دهند

. بنابراین سطح ولتاژ خروجی، نیروی (قدرت) خروجی هم از ورودی می‌آید. هیچ انرژی تولیدی اطراف مبدل وجود ندارد.

در واقع بعضی بطور بدیهی کاربر در بالایی در مدارات مبدل و اجزای ترکیب‌دهنده در انجام دادن کارشان دارند.

توان اصلی در یک مبدل را با معادله زیر نشان می‌دهیم.

$$pin = p_{ov}t + p_{losses}$$

Pin توان داخلی مبدل و povt توان خروجی و plosses توان اتلافی مبدل است.

البته اگر یک مبدل کامل داشته باشیم آن مثل یک ترانسفورماتور کامل و در همان روش رفتار خواهد کرد.

هیچ تلفاتی نداشته باشیم و pout عیناً همان pin خواهد بود در این صورت می‌توانیم بگوئیم $V_{in} \times V_{out} \times I_{ovt}$ یا با یک صورت دیگر $\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{I_{in}}{I_{out}}$. به عبارت دیگر با افزایش ولتاژ، کاهش جریان و بر عکس را خواهیم داشت.

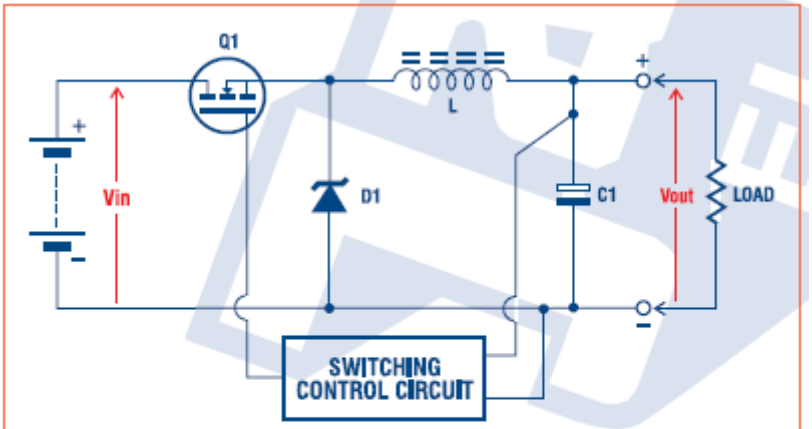


Fig.1: The basic circuit for a Buck type of DC-DC converter. How large Vout is as a proportion of Vin depends on the switching duty cycle for MOSFET Q1.

البته چیزی به عنوان یک مبدل DC-DC کامل وجود ندارد. فقط بعنوان ترانسفورماتورهای کامل وجود ندارند. بنابراین ما احتیاج به ملزوم راندمان داریم جایی که : $\frac{p_{ovt}}{p_{in}} = \%$

امروزه بعضی از انواع مبدلها راندمانی بالای ۹۰٪ نتیجه می‌دهند. در اکثر مؤلفه‌ها و تکنیک‌های مداری استفاده می‌شوند.

بیشتر نتیجه‌های بدست آمده دیگر حداکثر راندمان 80-85% را دارا هستند که می‌توانیم مقایسه‌های خیلی خوبی با راندمان ترانسفورماتورهای AC استاندارد را مشاهده کنیم.

انواع مختلف many different types :

انواع مختلفی از مبدلهای DC-DC وجود دارند که هر کدام برای بعضی انواع تجهیزات از بقیه مناسبترند.

برای آسانی آنها به گروههای مختلف دسته‌بندی می‌شوند برای مثال بعضی از مبدلها فقط برای کاهش ولتاژ و بعضی دیگر فقط برای افزایش ولتاژ و گروه دیگر می‌تواند برای هر دو مناسب باشند.* امتیاز مهم بین مبدلها که جداسازی عایقهای پربین مدارات ورودی و خروجی‌شان و آنهایی که این کار را انجام نمی‌دهند.* احتیاجی نیست تا بگوئیم این می‌تواند برای بعضی تجهیزات خیلی مهم باشد اگر چه آن ممکن است در بسیاری چیزهای دیگر مهم نباشد. در آن datashit مقصد داریم تا نگاه مختصری به هر کدام از انواع اصلی مبدلهای DC-DC در استفاده جریانی داشته باشیم تا به شما دید بهتری بدهیم. می‌خواهیم ابتدا با آنهایی که برای جداسازی ورودی- خروجی پیشنها نمی‌شوند. شروع کنیم و سپس بررسی کنیم آنهایی را که برای جداسازی ورودی – خروجی پیشنهاد می‌شوند.

مبدلهای بدون جداسازیNON-isolating conrerters :

نوع بدون جداسازی مبدل جایی استفاده عمومی دارد که ولتاژ به افزایش یا کاهش بوسیله نسبت کوچک احتیاج دارد (حداقل 4:1) و هیچ مشکلی با ورودی و خروجی داشتن بدون جداسازی عایق ندارد مثالهایی مثل مبدلهای ولتاژهای کاهنده $24^{v}/120^{v}$ و مبدلهای کاهنده‌های 5V/3V و مبدلهای افزایش ولتاژ $1.5^{v}/5^{v}$.

۵ نوع مهم مبدل در این گروه بودن جداسازی وجود دارد که معمولاً (بالا بردن) buck، (جلو بردن) boost، buck – boost و مبدلهای شارژ – پمپ charge –pump نامیده می‌شوند.

مبدل buck برای کاهش ولتاژ استفاده می‌شود در حالیکه مبدل boost برای افزایش ولتاژ استفاده می‌شود. مبدلهای buck – boost و cuk برای کاهش و هم افزایش می‌تواند مورد استفاده قرار گیرند اما پلاریته ولتاژها ضروری است که عکس یکدیگر باشند یا معکوس‌کننده (مبدل cuk به افتخار Slobodan cuk از دانشگاه cal Tech در کالیفرنیا)

مبدل charge – pump هم برای افزایش ولتاژ هم برای وارونه‌سازی ولتاژ استفاده می‌شود اما فقط در تجهیزات برقی قدرت پایین.

۱- مبدل‌های Buck، مبدل‌های کاهش

در این مدار هنگامیکه ترانزیستور روشن است ولتاژ V_{in} روی پایهٔ سلف قرار می‌گیرد. این ولتاژ سبب می‌شود جریان سلف افزایش یابد. وقتیکه ترانزیستور خاموش است، جریان از سلف همچنان عبور می‌کند اما از دیود عبور نمی‌کند.

ما فرض می‌کنیم که جریان سلف به صفر نرسد، بنابراین ولتاژ در V_x تنها ولتاژ مورد نظر در هنگام هدایت دیود نخواهد بود. میانگین ولتاژ V_x به میانگین روشن بودن ترانزیستور بستگی دارد که جریان سلف را فراهم می‌کند و همچنین ادامه می‌یابد. (شکل ۱)

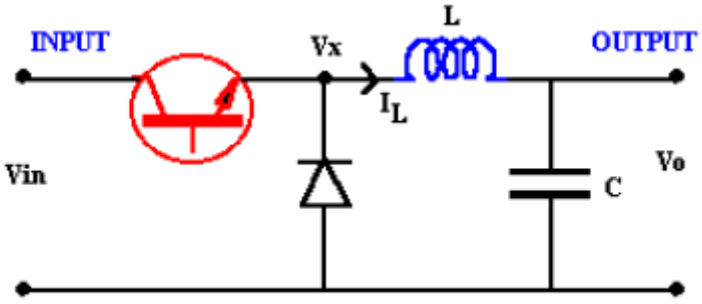


Fig. 1: Buck Converter

(شکل ۲)

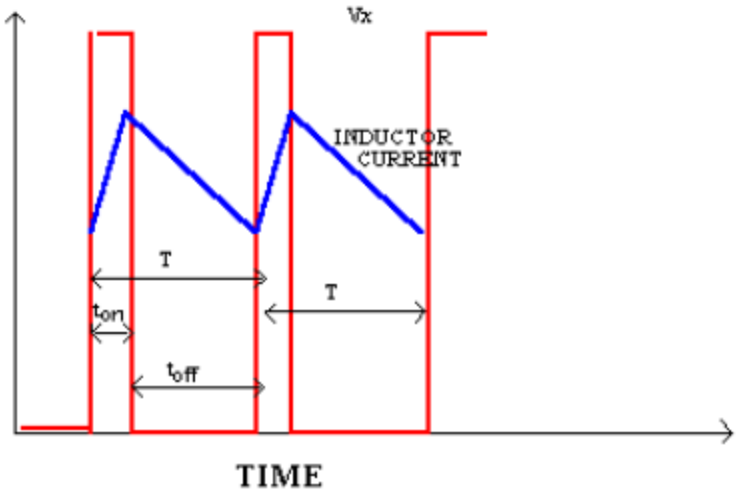


Fig. 2: Voltage and current changes

WikiPower.ir

برای آنالیز ولتاژ مدار بگذارید تغییرات جریان سلف را در سیکل بالا تحلیل کنیم:

$$V_X - V_O = L\frac{di}{dt}$$

تغییر جریان از رابطه روبرو حاصل می‌شود ←

$$di = \int_{ON}(V_X - V_O)dt + \int_{off}(V_X - V_O)dt$$

برای عملکرد حالت ماندگار، جریان در ابتدا و انتهای T تغییر نخواهد کرد. برای رسیدن به رابطهٔ بین ولتاژها فرض می‌کنیم هیچ افت ولتاژی در دیود و ترانزیستور در زمان روشن بودن وجود ندارد. در نتیجه روشن بودن $V_x = V_{in}$ و در زمان خاموش بودن $V_X=0$.

بنابراین $O = di\int on(v_{in}v_o)dt + \int^{on+off}(-vo)dt$ →

برای دریافت فایل wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

$(v_{in}-v_o)ton-vo+off=0 \Rightarrow \frac{vo}{vin}=\frac{ton}{T}\Rightarrow D=\frac{ton}{T}$ → ساده می‌شود.

رابطهٔ ولتاژ Vo=Dvin از اینجا حاصل می‌شود که ورودی و خروجی، باید طبق رابطهٔ $V_O I_O = V_{in} I_{in}$ بدست می‌آیند. بنابراین میانگین جریان ورودی و خروجی باید طبق تعریف $I_{in} = DIO$ باشد. همهٔ این روابط بر این فرض است که جریان سلف به صفر نرسد.

۱-۱ انتقال بین پیوسته و ناپیوسته

وقتیکه جریان در سلف L همچنین مثبت می‌ماند سپس ترانزیستور T_1 یا دیود D_1 باید ماندگار بماند. برای حالت ماندگار ولتاژ V_x و همچنین Vin صفر است. اگر جریان سلف حتی به صفر میل کند ولتاژ خروجی تحت تأثیر این شرایط قرار نمی‌گیرد. در این نقطهٔ هدایت جریان به صفر می‌رسد همانطور که در شکل ۳ دیدیم. در طول زمان روشن بودن $V_{in}-V_{out}$ وسط سلف است:

$$I_L(peak)=(v_{in}-v_{out})\frac{ton}{l}$$

میانگین جریان که باید جریان خروجی را تأمین کند:

$$I_L=\frac{I_L(peak)}{2}=(V_{in}-V_{out})\frac{dT}{2L}=I_{out}$$

$$Iout(transition)=vin\frac{(1-d)d}{2L}T$$

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

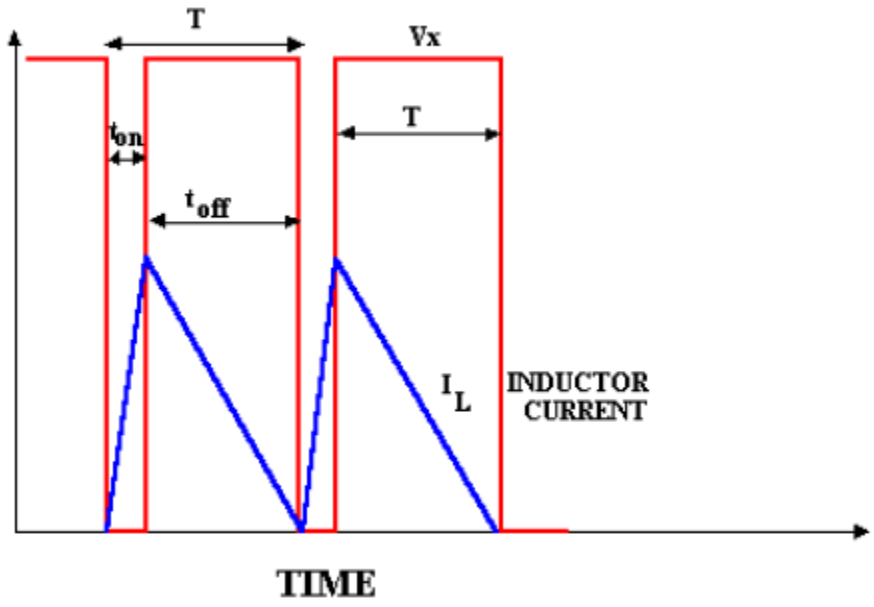


Fig. 3: Buck Converter at Boundary

اگر ولتاژ ورودی ثابت باشد جریان خروجی در انتقال از رابطهٔ زیر بدست می‌آید: (۳)

WikiPower.ir

۲-۱ نسبت ولتاژ مبدل افزایشی (روش ناپیوسته)

در شرایط آنالیز، پیوسته از انتگرال ولتاژ استفاده می‌کنیم و وقتیکه جریان سلف در طول چرخه صفر باشد. قسمت خاموش ترانزیستور به شرایط صفحه (d_oT) تقسیم‌بندی می‌شود. ولتاژ میانگین سلف از رابطهٔ زیر:

(۴)

$$(V_{in}-V_o)DT+(-V_o)\delta_d T=o$$

(شکل ۴) شرایط ناپایدار – مبدل جهشی

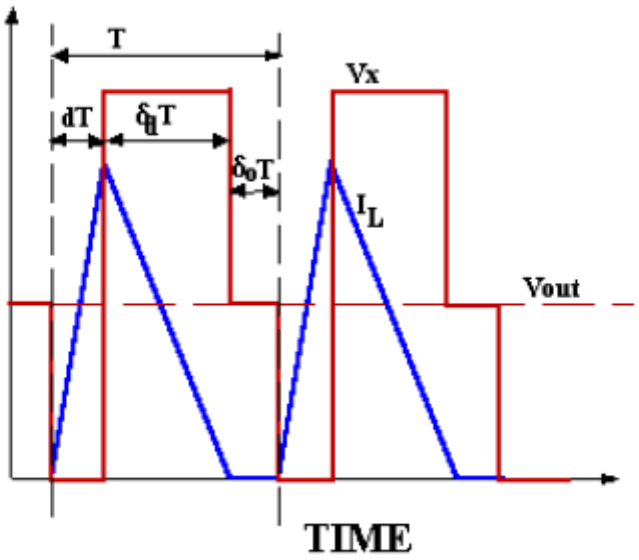


Fig. 4: Buck Converter - Discontinuous Conduction

رابطهٔ (۵)
$$\frac{Vout}{Vin}=\frac{d}{d+\delta_d}$$

برای حالت ۱) $d+\delta_d$. مقدار δ_d جریان خروجی را نگه می‌دارد وقتیکه نصف پیک است و میانگین می‌گیریم

در زمان $d+\delta_d$

رابطهٔ (۶)
$$Iout=\frac{I_L(peak)}{2}d+\delta_d$$

در نظر گرفتن تغییر جریان در طول شرایط زمانی دیود:
$$I_L(peak)=\frac{vo(\delta T)}{2}$$

از رابطهٔ (۶) و (۷) داریم:
$$I_{out}=\frac{V_o\delta T(d+\delta_d)}{۲L}$$

طبق رابطهٔ ۵:
$$I_{out}=\frac{Vind\ \delta T}{۲L}$$

و برای بدست آوردن رسانایی دیود داریم:
$$\delta_d=\frac{۲L\,I_{out}}{V_{in}dT}$$

ولتاژ خروجی داده شده از رابطهٔ زیر:

$$\frac{V_{OUT}}{v_{IN}} = \frac{d^{۲}}{d^{۲} + (\frac{۲LI_{out}}{V_{in}T})}$$

K را تعریف می‌کنیم: $K \overset{\Delta}{=} \frac{۲L}{V_{in}T}$، می توانیم اثر جریان ناپایداری را روی نسبت ولتاژ مبدل مشاهده کنیم.

(شکل ۵) نمودار ولتاژ – جریان

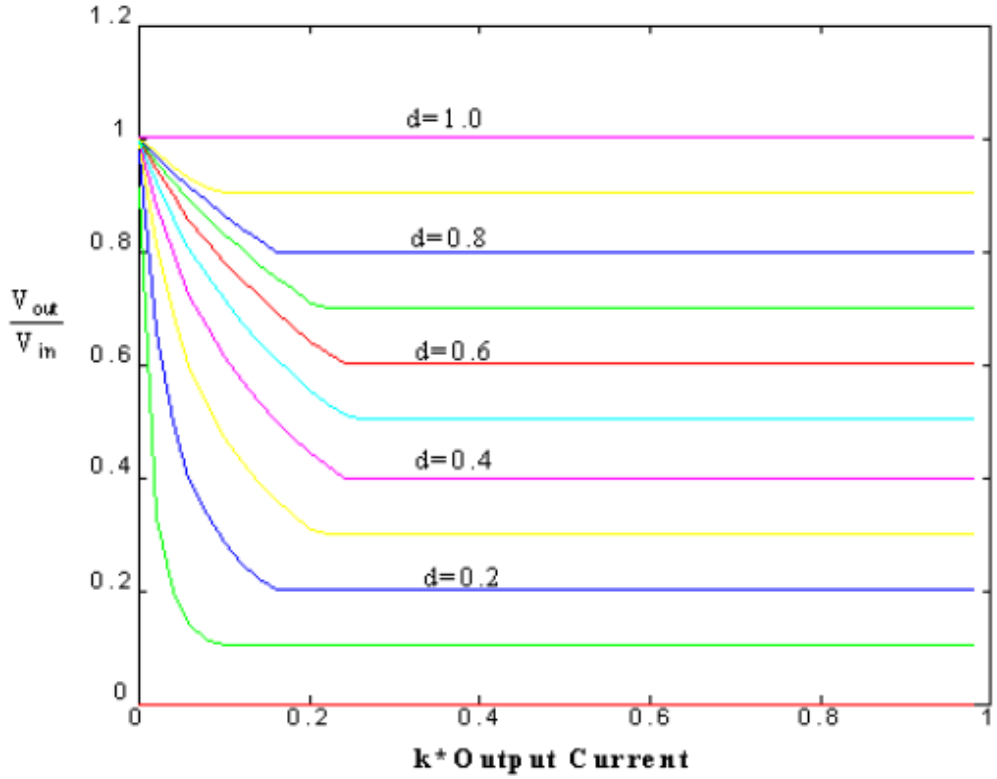


Fig. 5: Output Voltage vs Current

همانطور در شکل دیده می‌شود وقتیکه جریان خروجی به اندازه کافی زیاد است. نسبت ولتاژ $(\frac{V_{out}}{V_{in}})$ فقط به نسبت بستگی دارد. در جریان کم عملکرد ناپایدار به افزایش ولتاژ خروجی مبدل می‌انجامد.

۲- مبدل‌های BOOST، مبدل‌های افزایشی

ساختار نشان داده شده در شکل ۶ مبدل‌های افزایشی پایه را نشان می‌دهد. این مدار وقتی به کار می‌رود که ولتاژ خروجی بالاتری نسبت به ورودی نیاز است. (شکل۶)

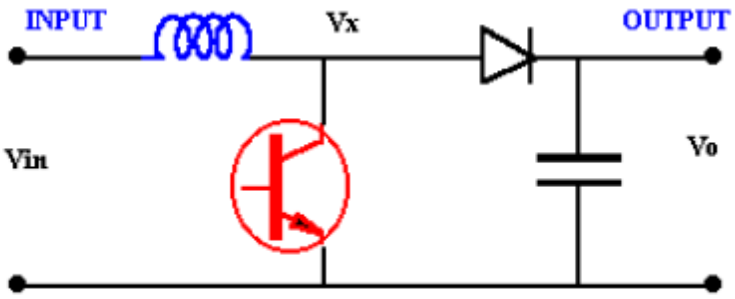


Fig. 6: Boost Converter Circuit

وقتیکه ترانزیستور روشن است $V_x=V_{in}$ ، و در حالت خاموش سلف جریان را به دیود هدایت می‌کند و $V_x=V_{in}$. برای آنالیز فرض شده است که جریان سلف همیشه برقرار می‌ماند. (شرایط پایدار)، ولتاژ سلف در شکل (۷) نشان داده شده است. و میانگین باید صفر شود تا اینکه میانگین جریان در حالت ماندگار باقی بماند. $V_{in}t_{ON}+(V_{in}-V_o)_{off}=o$

و برای مدار، مدار بدون تلفات تعادل توان بوجود می‌آید. $\frac{I_o}{I_{in}}=(۱-D)$

(شکل ۷): شکل موج جریان و ولتاژ (مبدل افزایشی)

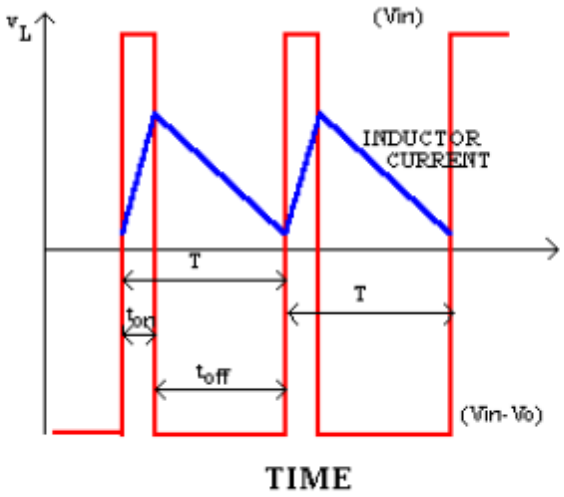


Fig. 7: Voltage and current waveforms (Boost Converter)

از آنجا که نسبت D بین ۰ و ۱ است. ولتاژ خروجی باید همیشه از ولتاژ ورودی بزرگتر باشد. علامت منفی نشان دهندهٔ معکوس بودن ولتاژ خروجی است.

۳- مبدل Buck – BooST:

(شکل ۸): ساختار مبدل Buck – Boost

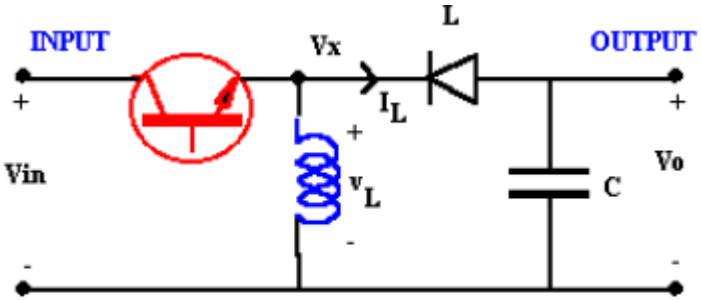


Fig. 8: schematic for buck-boost converter

برای حالت پایدار مدار Buck – Boost داریم $V_x=V_{in}$ برای وقتیکه ترانزیستور روشن است و زمانیکه ترانزیستور خاموش است داریم $V_x=V_o$.

زمانیکه جریان شبکه در طول زمان تناوب صفر است، میانگین ولتاژ سلف صفر خواهد بود.

(شکل ۹) شکل موج مبدل Buck – Boost

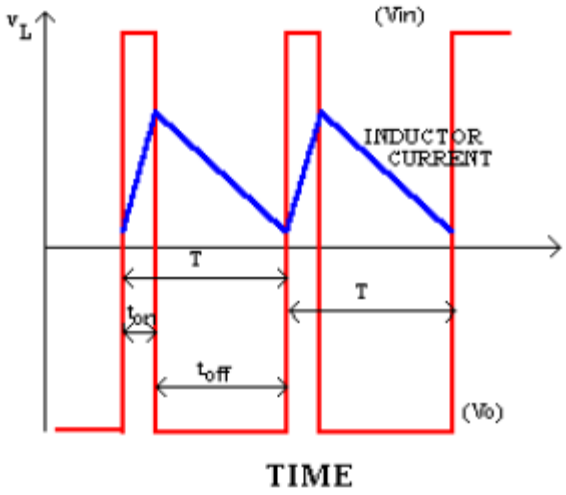


Fig. 9: Waveforms for buck-boost converter

$V_{in}t_{on} + V_o t_{off} = o$ این رابطه نسبت ولتاژ را بدست می‌دهد:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{-D}{(1-D)}$$

و با این رابطه جریان‌ها به هم مرتبط می‌شوند:

$$\frac{I_o}{I_{in}} = -\frac{(1-D)}{D}$$

WikiPower.ir

از آنجا که نسبت D بین ۰ و ۱ است ولتاژ خروجی می‌تواند بین کمترین و بیشترین مقدار ولتاژ خروج تغییر کند. علامت منفی نشان دهندهٔ معکوس بودن ولتاژ خروجی است.

۴- مقایسه مبدل‌ها

در شکل ۱۰ نسبت ولتاژهای قابل دسترسی در مبدل‌های DC-DC به طور خلاصه نشان داده شده است. توجه داشته باشید که تنها مبدل‌های buck، رابطهٔ خطی بین کنترل (نسبت d) و ولتاژ خروجی بیان می‌کنند. Buck – boost می‌تواند نسبت ولتاژ تا جاییکه بهره ۵۰٪ شود، افزایش یا کاهش دهد.

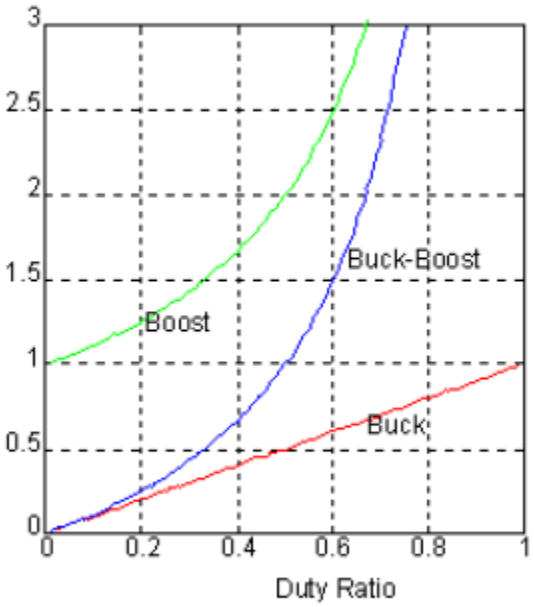


Fig. 10: Comparison of Voltage ratio

۴. مبدل cuk

مبدل‌های boost و buck – boost همه، انرژی را بین ورودی و خروجی برای استفادهٔ سلف انتقال می‌دهند. آنالیزها بر پایهٔ تعادل ولتاژ سلف طرح‌ریزی شده است. مبدل cuk از خازنهای انتقال انرژی استفاده می‌کنند و آنالیز آنها بر پایهٔ تعادل جریان خازن است.

مدار شکل ۱۱ از قانون DUALITY مبدل buck – boost گرفته می‌شود.

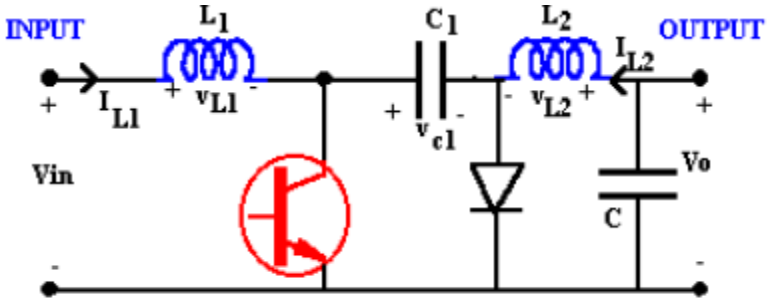


Fig. 11: CUK Converter

اگر فرض کنیم جریان سلف‌ها شکل موج داشته باشد، می‌توانیم تعادل شارژ را برای خازن C_1 آزمایش کنیم. برای حالتی که ترانزیستور روشن باشد مدار به شکل زیر خواهد بود: (شکل ۱۲)

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

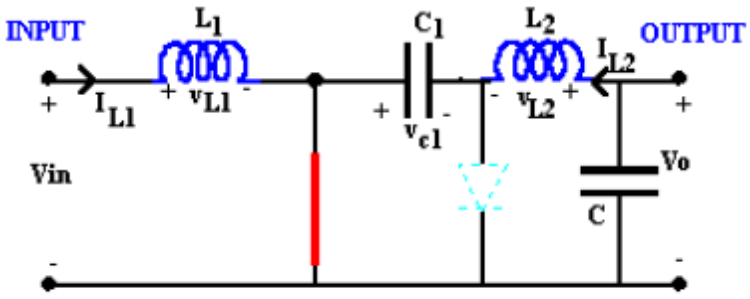


Fig. 12: CUK "ON-STATE"

جریان خازن C_1 ، I_{L1} است. وقتیکه ترانزیستور خاموش است دیود هدایت می‌کند و جریان C_1 مساوی I_{L2} خواهد شد.

(شکل ۱۳)

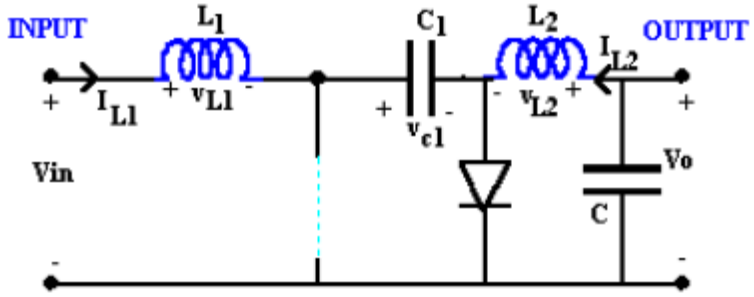


Fig. 13: CUK "OFF-STATE"

فرض می کنیم از زمانیکه ولتاژ خازن شبکه افزایش نیابد جریان شبکه صفر است.

$$I_{L1}t_{ON} + (-I_{L2})t_{off} = 0$$

$$\Rightarrow \frac{I_{L2}}{I_{L1}} = \frac{1-D}{D}$$

جریان سلف، جریان‌های ورودی و خروجی را مطابقت می‌دهد بنابراین ماندگاری توان: $\frac{V_O}{V_{in}} = \frac{-D}{1-D}$

بنابراین نسبت ولتاژ همان نسبت ولتاژ در مبدل buck – boost است. مزیت مبدل cuk این است که سلف‌ها ورودی و خروجی همواری را در دو طرف مدل‌ها ایجاد می‌کنند حتی زمانیکه سه نوع مبدل، buck، buck – boost boost حداقل یک طرف با جریان پالس شده داشته باشد.

برای دریافت فایل wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

۴- مبدل‌های DC-DC ایزوله شده

در عملکردهای DC-DC خروجی‌های متعدد لازم است و ممکن است ایزولهٔ خروجی به عملکرد بستگی پیدا کند. بعلاوه ایزولهٔ ورودی به خروجی ممکن است به استانداردهای ایمن دسترسی پیدا کند یا تطبیق امپدانس را ایجاد کند.

بحث‌های تکنولوژی DC-DC برا ایزولهٔ بین ورودی و خروجی اقتباس می‌شود.

۴-۱- مبدل Flyback

مبدل Flyback گسترش یافتهٔ مبدل Buck – Boost است. شکل ۱۴-a پایهٔ مبدل را نشان می‌دهد. شکل ۱۴-b، سلف را با یک ترانزیستور جایگزین می‌کند. مبدل buck – boost با ذخیرهٔ انرژی در سلف در طول زمان روشن بودن کار می‌کند و در طول خاموش بودن آن انرژی را به خروجی منتقل می‌کند. با ترانزیستور انرژی ذخیره شده توسط خاصیت مغناطیسی هسته نگهداری می‌شود. برای افزایش دادن انرژی ذخیره شده، از هستهٔ شکاف‌دار استفاده می‌شود.

در شکل ۱۴ -c خروجی ایزوله شده با برداشتن مرجع و نمونه‌ای از ورودی و خروجی توضیح داده می‌شود.

مبدل Buck – Boost ← (شکل ۱۴- a)

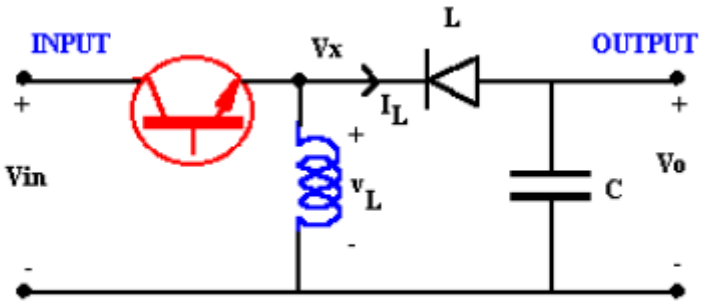


Fig. 14(a): Buck-Boost Converter

(شکل ۱۴- b) ← جایگزین شدهٔ سلف با ترانزسفورماتور

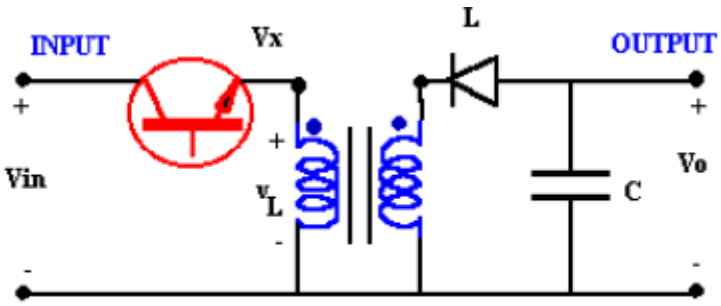


Fig. 14(b): Replacing inductor by transformer

(شکل ۱۴- c) ← پیکرهٔ مبدل Flyback

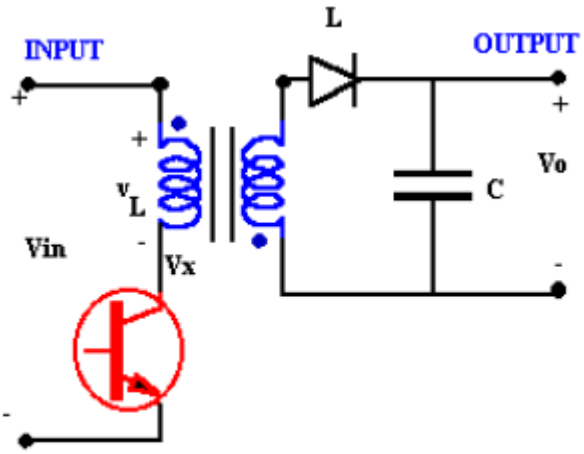


Fig. 14(c): Flyback converter re-configured

۲-۴- مبدل Forward

مفهوم مبدل Forward این است S یک ترانسفوماتور ایده‌آل، ولتاژ ورودی Ac را به ولتاژ خروجی ثانویه ایزوله شده تبدیل کند. برای مدار شکل ۱۵، وقتیکه ترانسفورماتور روشن است، V_{in} را از رابطهٔ زیر بدست می‌دهد:

$$V_x = \frac{N_1}{N_2} V_{in}$$

دیود D_1 در قسمت ثانویه نشان می‌دهد که تنها ولتاژهای مثبت برای مدار خروجی فراهم می‌شوند در حالیکه اگر ولتاژ ترانسفورماتور صفر یا منفی باشد دیود D_2 راهی برای جریان سلف مدار فراهم می‌کند.

(شکل ۱۵ مبدل Forward)

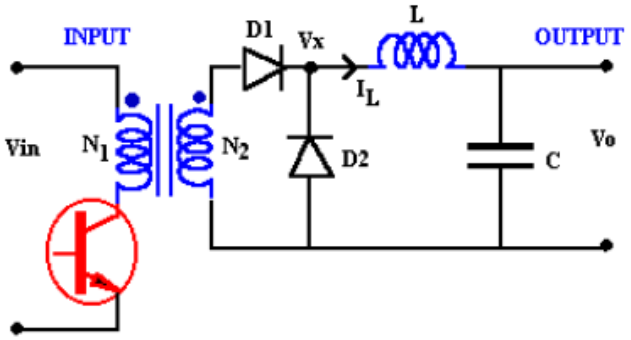


Fig. 15: Forward Converter

مشکل عملکرد مدار شکل ۱۵ این است که تنها ولتاژ مثبت را برای عبور از هسته فراهم می‌کند، بنابراین شار می‌تواند فقط با عملکرد منبع تغذیه افزایش یابد. وقتیکه جریان مغناطیسی به طور قابل ملاحظه افزایش می‌یابد. و مدار شکست رخ می‌دهد شار اشباع هسته افزایش می‌یابد. ترانسفورماتور تنها می‌تواند عملکرد را تحمل کند وقتیکه هیچ مؤلفهٔ DC قابل توجه‌ای در ولتاژ ورودی وجود ندارد. هنگامیکه کلید روشن است ولتاژ مثبت در راستای هسته وجود دارد و شار افزایش می‌یابد. وقتیکه کلید خاموش می‌شود ما احتیاج به ولتاژ منفی منبع داریم تا شار هسته را صفر کنیم. مدار شکل ۱۶ سیم‌پیچ ثانویه را نشان می‌دهد که با یک دیود عبور جریان معکوس را نادیده می‌گیرد. توجه داشته باشید که آرایش نقطه‌دار سیم‌پیچ ثانویه مخالف دیگر سیم‌پیچ‌هاست. وقتیکه کلید خاموش می‌شود جریان در ترمینال نقطه‌دار در حال عبور بود. اندوکتانس هسته برای ادامهٔ جریان در ترمینال نقطه‌دار عمل می‌کند. بنابراین ← (شکل ۱۶: مبدل Forward یا سیم‌پیچ ثانویه)

مبانی اولیه **DC-DC converters (به گونه عملی تر) :**

Buck converter Buk :

شکل مدار اصلی که در مبدل buck استفاده می‌شود در شکل ۱ نشان داده شده است.

فقط برای مؤلفه‌های اصلی را شما می‌توانید ببینید. MOSFETQ1، دیود D_1، سلف L_{C1} فیلتر خروجی.

یک مدار کنترل (اغلب یک IC سیگنال) ولتاژ خروجی را نشان می‌دهد و آن را در سطح خواسته شده بوسیله suitching Q_1 روشن نگه دارد و آن را در سرعت ثابت خاموش می‌کند. اما با یک dutycycleمتفاوت (تعویضی) (Q_1 در این حالت روشن است).

هنگامیکه Q_1 روشن است مدار از منبع خروجی مثل Q_1 ، L شروع می‌شود و سپس داخل C_1 می‌شود و بارگذاری می‌شود. میدان مغناطیسی در L بالاست. انرژی ذخیره شده در سلف با کاهش ولتاژ بر خلاف خاموشی L یا پریدن قسمتی از ولتاژ ورودی، پس هنگامیکه خاموش است سلف بر خلاف هر کاهشی در جریان بطور ناگهانی داخل EMF معکوس می‌شود و حالا جریان برای بار کردن خودش از طریق D_1 فراهم می‌شود.

بدون وارد شدن خیلی عمیق داخل تجهیزات، ولتاژ خروجی DC بر طبق بارگذاری یک بخشی از ولتاژ ورودی است حاصل کسر برابر است با سیکل کاری. بنابراین می‌توانیم بنویسیم: $V_{out}/V_{in} = D$ یا

$V_{out} = V_{in} \times D$ جایی که D کار سیکل است و برابر است با Ton/T بطوریکه T معکوس فرکانسی بدست آمده است.

بنابراین با تغییر دادن سیکل کاری، buck ولتاژ خروجی مبدلها می‌تواند بعنوان کسری از ولتاژ ورودی تغییر کند یک سیکل کاری 50% کاهش نسبی 2/1 را می‌دهد بعنوان مثال برای مبدلها کاهش ولتاژ 24v/12v. نسبت خروجی بین ورودی و خروجی چگونه است؟

خوب، جای تعجب نیست که دستورالعمل نسبی ولتاژ را بیرون می‌آوریم. و با توجه نکردن به کاهش برای یک لحظه و فرض اینکه مبدل در کارایی کامل است. با یک قانون سرانگشتی خواهیم داشت.

$$Iout / In = Vin / Vout$$

بنابراین هنگام کاهش ولتاژ با نسبت 2/1 جریان ورودی فقط نصف مقدار جریان خروجی است.

یا این مقدار بدست آمد اگر برای مبدلهای کاهش ولتاژ نبود. زیرا مبدلهای دنیای واقعی کامل نیستند و جریان ورودی حداقل ۱۰٪ بالاتر از این است.

WikiPower.ir

Boost converter :

مبدلهای boost کاملتر از مبدلهای buck نیستند اما تجهیزات منظم شده مختلفی که در شکل ۲ نشان داده شده برای کاهش ولتاژ دارند. کاربرد شامل استفاده از Q_1 بعنوان سوئیچ سرعت بالا،

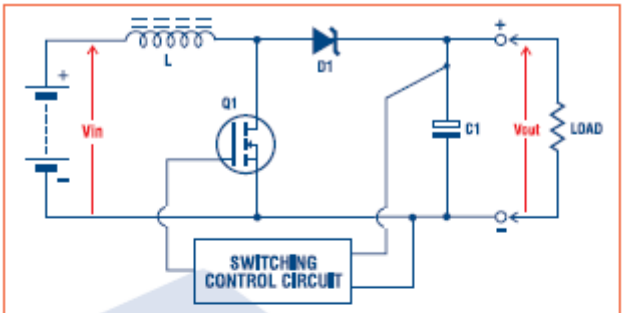


Fig.2: The basic circuit for a Boost converter, which uses virtually the same components but arranged to step the voltage up rather than down. This time the voltage ratio depends on the proportion of the time that Q1 is off.

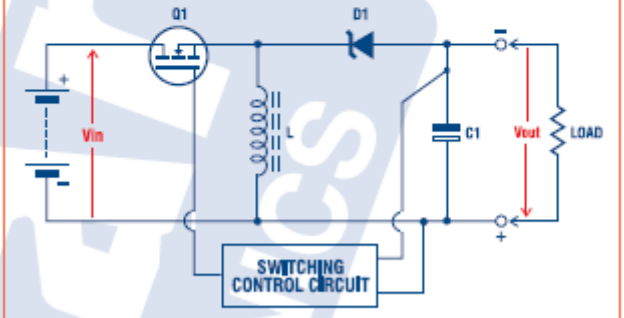


Fig.3: In the Buck-Boost converter, the components are used in yet another way, to provide either voltage stepup or stepdown — but with polarity reversal or 'inversion' as well.

هنگامیکه Q_1 سوئیچ روشن است جریان از منبع ورودی بین L و Q_1 عبور می‌کند و انرژی در میدان مغناطیسی سلف ذخیره می‌شود. جریانی میان Δ_1 وجود ندارد و جریان بار بوسیله شارژ C_1 فراهم می‌شود. پس هنگامیکه Q_1 خاموش است سلف L با هرگونه کاهش جریان با معکوس کننده فوری مخالفت می‌کند که آن FMF است. تا جایی که ولتاژ سلف با ولتاژ منبع جمع شود و جریان بخاطر ولتاژ boosted شده، حالا از منبع بین L و D_1 و بار عبور می‌کند. دشارژ C_1 نیز انجام می‌شود. بنابراین ولتاژ خروجی بالاتر از ولتاژ ورودی است و از آن افزایش نسبی ولتاژ برابر است با $\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{I}{I-D}$ جایی که I-D در واقع تناسب

سیکل سوئیچ شده است هنگامیکه Q_1 خاموش است نسبت به حالتی که α_1 روشن است. همچنین نسبت افزایش ولتاژ برابر است با $\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{T}{T_{off}}$

اگر شما در بیرون کار می‌کنید شما نسبت به افزایش $\frac{۲}{۱}$ را باید پیدا کنید که با سیکل کاری بدست آمده تا زمان افزایش $\frac{۳}{۱}$ که احتیاج داشته باشیم به سیکل کاری ۶۶٪.

دوباره اگر فرض کنیم که مبدل‌ها ۱۰۰٪ راندمان دارند نسبت جریان خروجی به جریان ورودی فقط با نسبت ولتاژ بنابراین اگر ولتاژ را افزایش دهیم فاکتور ۲، جریان ورودی ۲ برابر جریان $\frac{I_{in}}{I_{out}} = \frac{V_{out}}{V_{in}}$ خروجی خواهد شد.

البته در یک مبدل واقعی با تلفات آن دوباره بالاتر خواهد رفت.

Buck – boost converter:

تجهیزات اصلی در یک مبدل buck – boost بیشتر از مقداری است که در انواع buck- boost بیشتر از مقدار است که در انواع buck, boost وجود داشت. اما آنها در روشهای مختلفی شکل داده شده‌اند (fig3). این به ولتاژ اجازه می‌دهد تا به هر کاهش یا افزایشی وارد شود که به سیکل کاری بستگی دارد اینجا هنگامیکه MOSFET Q_1 روشن است، سلف L بطور مستقیم در عرض منبع ولتاژ و جریان که از آن عبور می‌کند و انرژی در میدان مغناطیسی را ذخیره می‌کند، وصل می‌شود.

هرچه جریانی بین O_1 به بار عبور کند به دلیل اینکه در این لحظه دیود وصل شده است بنابراین آن در بایاس معکوس است. خازن C_1 باید جریان باد را تأمین کند در این مرحله T_{on} است.

اما هنگامیکه Q_1 خاموش است. سلف L از منبع جدا شده است. احتیاج نیست تا گفته شود که سلف L با هر تمایلی برای کاهش جریان مخالفت می‌کند و فوراً آن را به EMF معکوس می کند.

این مبدل ولتاژی در بایاس مستقیم D_1 و جریان عبوری بار، شارژ C_1 را تولید می‌کند.

به این شکل ترتیب تعریف نسبت بین ولتاژ خروجی و ورودی بدست می‌آوریم: $\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-D}{1-D}$

با معادله دیگر $\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{T_{on}}{T_{off}}$

مبدل buck – boost ولتاژ را کاهش می‌دهد هنگامیکه سیکل کاری حداقل ۵۰٪ است $(i.e, T_{on} \langle T_{off})$ و افزایش ولتاژ هنگامیکه سیکل کاری بزرگتر از ۵۰% $(T_{on} \rangle T_{off})$ است.

اما نکته‌ای که باید بدانیم این است که ولتاژ خروجی همیشه در پلاریته معکوس با توجه به ورودی است.

پس مبدلهای buck – boost معکوس‌کننده ولتاژ هستند. هنگامیکه سیکل کاری دقیقاً ۵۰٪ است برای مثال Vout دقیقاً Vin است. بجز با پلاریته مخالف حتی هنگامیکه بعنوان کاهش و افزایش ولتاژ استفاده نمی‌شود. مبدل buck – boost ممکن است به عنوان تولید کننده ریل ولتاژ منفی در تجهیزات و راه‌اندازی شده از یک باتری جداگانه استفاده شود.

نسبت بین جریانهای ورودی و خروجی همان نسبت ولتاژ اگر تلفات را در نظر نگیریم.

Cuk converter:

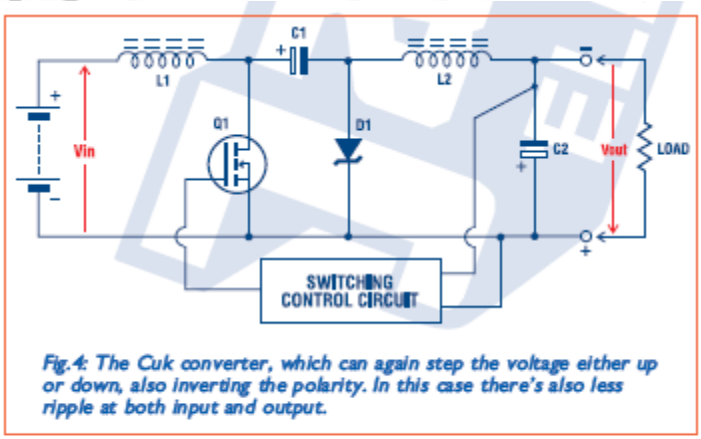


Fig.4: The Cuk converter, which can again step the voltage either up or down, also inverting the polarity. In this case there's also less ripple at both input and output.

مدار اصلی یک مبدل cuk در fig4 نشان داده شده است و می‌توانید ببینید آن شامل یک سلف مجموع و خازن است. مدار در بعضی روشها مثل شبیه ترکیب مبدلهای bruck و boost است اگر چه مثل مدار buck – boost خروجی معکوس‌کننده تحویل می‌دهد. نکته‌ایکه باید توجه کرد این است که تقریباً همه

جریان خروجی باید از میان c_1 و همچنین جریان رپیل بگذرند. بنابراین c_1 معمولاً یک الکترولیت بزرگ است با میزان جریان ریپل بالا و ESR (مقاومتهای سری معادل) پایین تا تلفات را کاهش دهیم.

هنگامیکه Q_1 روشن است جریان از منبع ورودی میان L_1 و Q_1 عبور می کند و انرژی در میدان مغناطیسی L_1 ذخیره می‌شود. پس هنگامیکه خاموش است ولتاژ مقابل L_1 معکوس می‌شود تا فشار جریان را حفظ کند.

چنانچه در مبدل boost جریان پس از عبور از منبع ورودی میان L_1 و D_1، C_1 را شارژ می‌کند تا به ولتاژی تا اندازه‌ای بالاتر از vin برسد و انرژی ذخیره شده در L_1 را به آن منتقل می‌کند.

پس هنگامیکه Q_1 دوباره روشن است C_1 دشارژ شده از طریق L_2 داخل بار با L_2 و C_2 به عنوان فیلتر صاف کردن عمل می‌کند در این فاصله انرژی دوباره در L_1 ذخیره می‌شود و برای سیکل بعدی آماده می‌شود.

همچنین مثل مبدل buck – boost نسبت بین ولتاژ خروجی و ولتاژ ورودی دوباره بدست می‌آید:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-D}{(I-O)} = \frac{T_{ON}}{T_{off}}$$

جایی که علامت منفی است نشان دهنده ولتاژ معکوس است.

بنابراین مثل مبدل buck – boost مبدل cuk می‌تواند ولتاژ را هم کاهش و هم افزایش دهد که آن به سیکل کاری بستگی دارد. اختلاف اصلی بین این دو مبدل بخاطر سلف‌های سری در هر دو ورودی و خروجی است. مبدل cuk جریان ریپل پایین‌تری در هر دو مدار دارد. در واقع با تنظیم دقیقتر مقدار سلف ریپل در هر یک از ورودی و خروجی کاملاً می‌تواند صفر شود.

Charge – pump converter :

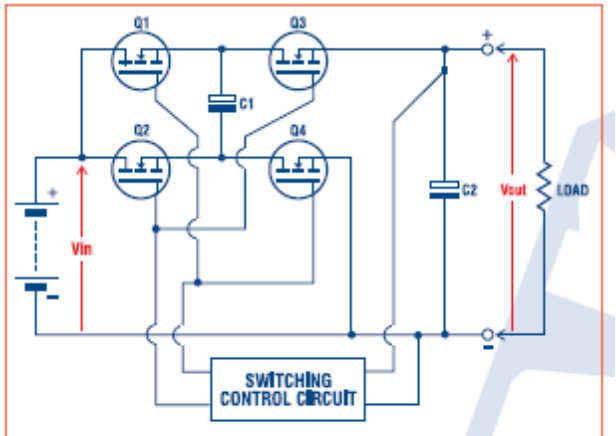


Fig.5: A basic Charge-Pump converter which doubles the input voltage.

هم مبدل‌هایی که تاکنون دیدیم بستگی به عملشان در ذخیره‌سازی در میدان مغناطیسی یک سلف دارند. یک نوع مبدل وجود دارد که با ذخیره‌سازی انرژی از طریق شارژ الکتریکی در یک مخزن بجای سلف کار می‌کند. این نوع مبدلها معمولاً charge – pump نامیده می‌شوند.

این مبدل‌ها گسترش یافته دوبله شدن ولتاژهای قدیمی و چند برابرکننده ولتاژ در مدارهای یکسو ساز می‌باشد.

در مدار اصلی برای دوبله کردن ولتاژ charge – pump در fig5 نشان داده شده است.

همان‌طور که می‌بینید از ۴ MOSFET استفاده کرده که عمل سوئیچ را انجام می‌دهد و خازن C_1 که معمولاً خازن charge bvcket نامیده می‌شود. بدست آوردن آن نسبتاً ساده است. پس هنگامیکه این سوئیچ خاموش هستند و Q_2 و Q_3 بجای آنها روشن هستند خازن C_1 به طوری سری با منبع ولتاژ ورودی در مقابل مخزن خازن C_2 ارتباط دارد.

در نتیجه مقدار شارژ در خازن C_1 به خازن C_2 منتقل می‌شود تا ۲ برابر ولتاژ ورودی شارژ می‌شود. این سیکل در یک فرکانس نسبتاً بالا با خازن C_2 به شرط آنکه جریان بار در طول قسمتی از سیکل هنگامیکه Q_2 و Q_3 خاموش هستند تکرار می‌شود. همان‌طور که می‌بینید تمام انرژی تأمین شده به بار در این نوع مبدل از بین C_1 و همچنین جریان ریپل عبور می‌کند هنگامیکه خازن به یک مقدار نسبتاً بالا احتیاج دارد ESR مقدار پایین دارد تا تلفات را کاهش دهد و قادر باشد تا با جریان ریپل سنگین را عهده‌دار شود.

کمی از شکل مدار مختلف از آنچه که در fig5 نشان داده شده است استفاده می‌شود تا یک ولتاژ معکوس شبیه مقدار ولتاژ ورودی بجای ولتاژ دوبل تحویل دهد. این نوع مبدل در تولید یک منبع منفی برای مدارهای الکترونیکی که از یک باتری جداگانه عبور می‌کند استفاده می‌شود. در واقع مبدلهای charge pump – به عملکرد روی شارژ ذخیره شده در یک خازن، تمایل دارد تا آنها را به نسبت درخواست جریان پایین محدود کند. بهر حال برای این نوع عملکرد آنها اغلب ارزانتر و فشرده‌تر از مبدلهای نوع سلفی هستند.

:1solating converters

هم مبدل‌هایی که ما تاکنون دیدیم عملاً بین مدارهای ورودی و خروجی نصب الکتریکی ندارند. در واقع آنها یک اتصال مشترک تقسیم می‌کنند. این برای بیشتر درخواست‌ها خوب است اما آن می‌تواند این مبدلها را کاملاً ناتوان کند برای درخواست‌هایی که به خروجی احتیاج دارد تا کاملاً از ورودی جدا باشد این همان جایی است که نوع مختلف مبدل تمایل دارد تا بعنوان جداساز استفاده شود.

۲ نوع معکوس‌کننده جداساز در استفاده مشترک وجود دارند ۱۰ نوع "flyback" و ۲ نوع "forward" مثل بیشتر مبدلهای غیر جداساز هر دو نوع به عملکردشان روی ذخیره انرژی در میدان مغناطیسی یک سلف یا در این مورد یک ترانسفورماتور بستگی دارد.

:Flyback converter

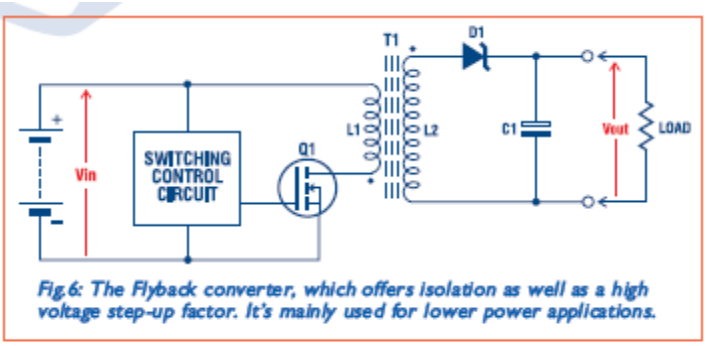


Fig.6: The Flyback converter, which offers isolation as well as a high voltage step-up factor. It's mainly used for lower power applications.

مدار اصلی مبدل نوع flyback در fig6 نشان داده شده است. در بسیاری از روشها آن مثل مبدل buck – boost در fig3 عمل می‌کند اما استفاده از یک ترانسفورماتور بجای یک سلف تنها تا انرژی را ذخیره کنیم.

هنگامیکه Q_1 MOSFET روشن است جریان از منبع بین سیم‌پیچ L_1 و انرژی در میدان مغناطیسی ترانسفورماتور ذخیره می‌شود.

پس هنگامیکه Q_1 خاموش است ترانسفورمر می‌چرخد تا فلو جریان بین L_1 با معکوس ناگهانی ولتاژ را حفظ کند. آن پالس "flyback" برگشتی را تولید کند. Q_1 انتخاب شده تا یک ولتاژ شکست خیلی بالا داشته باشد بنابراین به سادگی نمی‌تواند در مدار اولیه حفظ شود اما بخاطر عمل ترانسفورمر حتی یک پالس flyback بالاتر در سیم‌پیچ ثانویه L_2 بوجود می‌آید. اینجا دیود D_1 قادر است تا در طول پالس هدایت کند و جریان با بارو دشارژ فیلتر خازن C_1 تحویل دهد همانطور که می‌بینید مبدل flyback، ۲ فاز مقاومت و مشخص در سیکل سوئیچ دارد. فاز اولیه Q_1 هدایت می‌کند و انرژی در هسته ترانسفورمر از طریق سیم‌پیچ اولیه L_1 ذخیره می‌شود. پس فاز دوم هنگامیکه Q_1 خاموش است انرژی ذخیره شده به داخل باد خازن C_1 از طریق سیم‌پیچ ثانویه L2 انتقال می‌یابد. نسبت بین ولتاژ ورودی و خروجی مبدل flyback موضوع ساده‌ای چرخش نسبت بین L1 و L_2 نیست بخاطر back – EMF ولتاژ در هر دو سیم‌پیچ بوسیله مقداری انرژی ذخیره شده در میدان مغناطیسی تعریف شده و در نتیجه به سیم‌پیچ سلفی، طول زمانی که Q_1 روشن است و غیره بستگی دارد تاکنون نسبت بین L_1 وL_2 نقش مهمی را بازی می‌کرد و بیشتر مبدلهای flyback یک نسبت چرخشی نسبتاً بالا دارند تا یک نسبت افزایش ولتاژ بالا را اجازه دهند بخاطر راهی که مبدل flyback کار می‌کند شار مغناطیسی در هسته ترانسفورمر هرگز در بلاریته معکوس قرار نمی‌گیرد. در نتیجه هسته نیاز داد تا برای یک سطح توان داده شده، نسبتاً بزرگ باشد تا از اشباع مغناطیسی جلوگیری کند. به این دلیل مبدلهای flyback گرایش دارند تا برای تجهیزات توان پایین استفاده شود. مثل تولید ولتاژهای بالا برای نمونه‌های جداساز، لامپهای اشعه‌ای کاتدی و وسایلی شبیه اینها جریان نسبت

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

پایین را موجب می‌شوند. گر چه در fig6 نشان داده نشده است یک سیم‌پیچ سوم می‌تواند به ترانسفورمر flyback جمع شود تا دامنه پالس flyback را حل کنند این ولتاژ می‌تواند به مدار کنترل سوئیچ MOSFET فیدبک شود تا اجازه دهد به آن به طور اتوماتیک سوئیچ کند تا ولتاژ بیرونی را تنظیم کند.

WikiPower.ir

Forward converter:

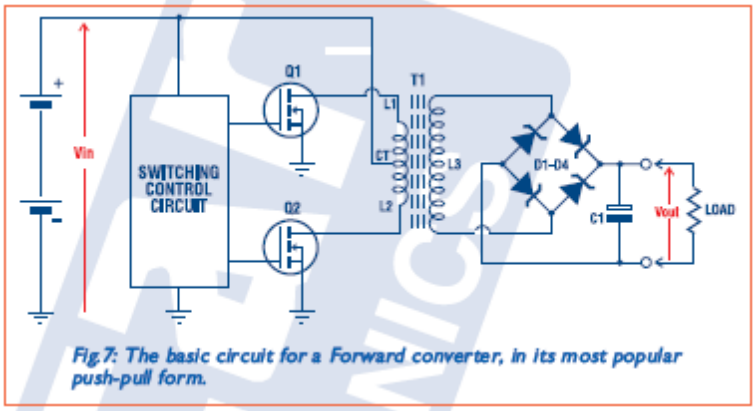


Fig.7: The basic circuit for a Forward converter, in its most popular push-pull form.

در مقایسه با مبدل flyback، ۲ فاز متفاوت و مشخص برای انرژی ذخیره شده و تحویل به خروجی وجود دارند مبدل forward از ترانسفورمر در یک روش قدیمی استفاده می‌کند تا انرژی را بطور مستقیم بین ورودی و خروجی در یک مرحله انتقال دهد. نوع مشترک مبدل forward، نوع push – pull و مدار پایه برای این نوع در fig7 نشان داده شده همان‌طور که می‌بینید ۲ سوئیچ MOSFET Q_1 و Q_2 با انتهای هر کدام از شیر مرکزی ۲ سیم‌پیچ اولیه روی ترانسفورمر ارتباط دارند. طرف مثبت منبع ولتاژ ورودی با شیر مرکزی در ارتباط هست.

در عملکرد مدار، مدار کنترل سوئیچ هیچگاه Q_1 و Q_2 در زمان یکسان تغییر جهت نمی‌دهند. آنها به طور متناوب روشن می‌شوند و از منابع‌شان به طرف منفی ولتاژ ورودی برگشت خوردند. این منحنی می‌دهد که ولتاژ ورودی ابتدا یکی از نیمه سیم‌پیچ‌های اولیه متصل است و پس در طرف دیگر بنابراین جریان ابتدا در L_1 و پس در L_2 جریان پیدا می‌کند این سیکل مکرراً، پیوسته و در یک سرعت نسبی بالا تکرار می‌شود.

بنابراین در اثر عمل Q_1 و Q_2 تبدیل ولتاژ ورودی DC در یک فرکانس AC بالا است.

موج میدان AC با پیک ولتاژ برابر است $V_{ac(pk)} = V_{in} \times (L_2 \times L_1)$

جایی که $L_1 (= L_2), L_3$ تعدادی از سیم‌پیچ‌های روشن هستند نه سلف‌های روشن. بنابراین اگر سیم‌پیچ L_3 تعداد روشن شدن هر طرف اولیه ۱۰ زمان وقت بگیرد ولتاژ خروجی پیک ترانسفوماتورها ۱۰ برابر ولتاژ ورودی است.

همان طور که می‌بینید دیودهای D1 و D_2 به طور مستقیم با طرف سیم‌پیچ ثانویه مثل یک‌سو پل ارتباط دارند.

خوب، موج میدان AC ظاهر می‌شود از یک طرف L_3 داخل ولتاژ DC بالا به صورت یکسو برگشت می‌خورد تا بار را تغذیه کند و شارژ روی فیلتر خازن C_1 را حفظ کند. و اگر کاهش ولتاژ دیود را نادیده بگیریم ولتاژ خروجی DC(V_{out}) برابر با پیک AC خروجی از ترانسفورمر خواهد شد یا به عبارت دیگر:

اگر شبیه سازی کنید مبدل forward اساساً فقط روش قابلیت استفاده ترانسفورمر برای DC، بوسیله تبدیل کردن انرژی DC به AC است بنابراین ترانسفورمر می‌تواند آن را نگه دارد. بعد از انتقال دادن، AC یکسو ساز برگشت به DC است.

لازم نیست تا بگوئیم هرگاه انرژی داخلی از AC داریم، می‌توانیم از ترانسفورمر استفاده کنیم تا نسبتاً خوب انجام دهیم هر چیزی را که می‌خواهیم (افزایش – کاهش یا هر ترکیب این رو). این به سادگی یک روش روشن کردن سیم‌پیچ ثانویه با دست می‌شود همچنین اضافه کردن سیم‌پیچ‌های ثانویه اگر ما می‌خواهیم تا خروجی چند برابر را داشته باشیم.

چون مبدل forward پلاریته شار مغناطیسی در هسته ترانسفورمر برای هر سیکل نیمه – متناوب را معکوس می‌کند تمایلشان به اشباع از مبدل flyback، کاهش می‌یابد. بنابراین ترانسفورمر از اهمیت کمتری برای سطح توان یکسان برخوردار است. این دو با "tighter" (تنگی) و رابطه وابستگی بیشتر بین ولتاژ ورودی و خروجی مبدل forward را برای کاربردهای توان بالا مناسبتر می‌سازد. یک کاربرد مهم برای مبدلهای forward در تقویت‌کننده‌های رادیو ماشین، جایی که آنها برای افزایش نسبت ولتاژ پایین باتری به ریل‌های منابع ولتاژ بالاتر استفاده می‌شود تا اجازه دهد تقویت‌کننده، خروجی توان بالاتر را گسترش دهد.

استفاده عمومی برای مبدلهای forward- DC- DC بعنوان مرکز بیشتر ولتاژهای ضرب‌کننده مدرن"switch mode" منابع توان AC عموماً پیدا کردن در کامپیوترها، دستگاههای TV و بیشتر انواع

تجهیزات الکترونیکی است. در این موارد در آیند ولتاژهای اصلی ممکن است سه، چهار و یا حتی بیشتر سیم پیچهای ثانویه روی ترانسفورمر باشد تا منابع ولتاژ DC پایین مختلفی را که به مدارهای الکترونیک احتیاج دارند، تولید کند.

راندمان – کارآیی Efficien:

مبدل DC-DC کامل در جایی باشد که هیچ برآیند انرژی DC در مبدل تلف نشود. این به همه مبدلها منجر می‌شود به خروجی تغذیه می‌شوند این در جهان واقعی اتفاق نمی‌افتد. مبدلهای عملی تلفات دارند. ولتاژ کاهش می‌یابد پایداری در سلف یا سیم‌پیچ‌های ترانسفورمر پایداری در MOSFETها، کاهش ولتاژ مستقیم در دیودهای پایدار، جریان حلقه‌ای و تلفات و هیستر زیس در سلف یا ترانسفورمر ایجاد شود. این وظیفه طراح مبدل است که همه این تلفات را به کمترین سطح ممکن کاهش دهد تا مبدل با بالاترین راندمان ممکن را بسازد. شاید تعجب کنید اما برای مثال چرا MOSFET را در اغلب مدارهای مبدل بعنوان سوئیچ استفاده کردیم. دلیلش آن است که MOSFET مدرن باعث راندمان بیشتر سوئیچ‌های الکتریکی با جریان DC بالا می‌شود. هنگامیکه آنها خاموش هستند آنها عملاً مدار باز هستند و هنگامیکه آنها خاموش هستند آنها خیلی بسته هستند نسبت به مدار اتصال کوتاه – از این نوع فقط تعدادی در میلیون وجود دارد. بنابراین آنها توان خیلی کمی را هدر می‌دهند. به همین دلیل دیودهایی که در بیشتر مبدل‌های DC-DC مدرن استفاده می‌شوند schottky یا حامل گرما نوع پیوند نیمه‌هادی – فلز هستند. این دیودها کاهش ولتاژ مستقیم پایین‌تر از دیودهای سیلیکون دارند در نتیجه توان کمتری هدی می‌دهند.

یکسو کننده‌های سنکرن Synchronovs vectihication:

برای حتی راندمان بالاتر، بعضی مبدلها تعداد دیودهای جمعی را کم می‌کنند و از سوئیچ‌های MOSFET بجای آنها استفاده می‌کنند. همان مداری که استفاده شده تا سوئیچ‌های MOSFETها را راه‌اندازی کند این مدار راه‌اندازی می‌شود، بنابراین آنها فقط در زمان مناسب برای دادن راندمان با یکسو سازی خروجی روشن هستند این به عنوان یکسو ساز سنکرن داده می‌شود.

یکسو سازیهایی سنکرن می‌توانند در تقریباً تمام مبدلهای DC-DC که تاکنون دیدیم استفاده شوند.

همه آنها قابلیت جابجایی هردیود یا دیودهایی استفاده شده در مبدل اصلی با MOSFET مناسب را دارند با یک سیگنال کنترل که در طول بخشی از سیکل مبدل روشن هستند راه‌اندازی می‌شوند که دیود به صورت نرمال هدایت می‌کند. MOSFETهای رسانا کاهش ولتاژ پایین‌تری از دیودهای رسانا دارند (حتی یک دیود schotthy) که یک بهره برداری خیلی بیشتری را در راندمان مبدل به دست می‌دهد.)

حتی مبدلهای کاهش نوع buck با خروجی 2-3v می‌تواند از یکسوسازی سنکرن استفاده کند تا راندمان بالا حدود ۹۴٪ تقریباً ۵٪ بیشتر از دیودهای schotthy را بدهد.

:Operating freqvency

سرانجام، شما ممکن است تعجب کنید که چرا بیشتر مبدلهای DC-DC مدرن در یک فرکانس نسبی بالا در مقایسه با فرکانس 50-60HZ توان‌های AC عمل می‌کنند. جواب آن ساده است. هنگامیکه که از یک فرکانس بالا استفاده می‌کنیم این اجازه استفاده از سلفهای ترانسفورمر و خازن‌های کوچکتر به منظور نگه‌داشتن همان سطح توان ر می‌دهد. و این چرخش همیشگی یک کاهش در هر دو سایز و میزان فلز مبدل‌ها را باعث می‌شود. البته حرکت با فرکانس عملی بالاتر، میزان تلفات را افزایش می دهد. اگر چه فراتر از صد هرتز آهن داشته باشیم شما نمی‌توانید در سلف یا هسته ترانسفورمر استفاده کنید برای مثال: (تلفات خیلی بزرگ هستند) بنابراین باید از فلز فریت بجای آن استفاده کنیم اما این همیشه در بیشتر از چند صد کیلوهرتز کارایی دارد. پیشرفت همیشگی در توسعه فلزات و ترکیب دهنده‌ها که کارایی بالا در فرکانس‌های بالا دارند وجود دارد بهرحال امروره بعضی از مبدل‌های DC-DC در راندمانی حدود1MHZ عمل می‌کنند.

در آینده آنها احتمالاً بالاتر می‌روند مهندسان تلاش جدی می‌کنند تا آنها را حتی کوچکتر و با کارآیی بیشتر بسازند.

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

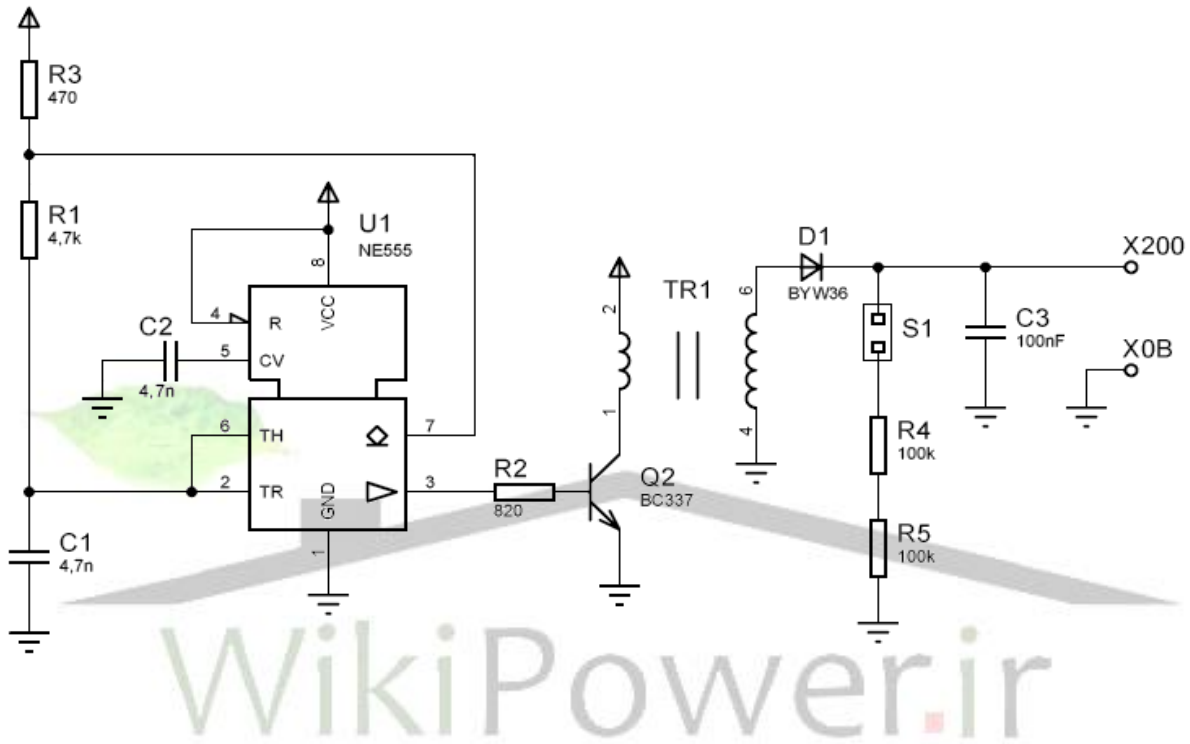
فصل دوم

WikiPower.ir

مبدلDC افزاینده با استفاده ازNE555

در این مبدل ابتدا ولتاژ ورودی از طریق ترمینالX5به مدار اعمال می شود سپس با استفاده از ای سی(NE555)که یک نوسان ساز است یک سیگنال سینوسی تهیه می گردد.

این سیگنال سینوسی توسط ترانزیستورBC337 تقویت شده وبه ترانسفورماتورTR1 اعمال می شود. ترانسفورماتور سطح ولتاژ را بالا می برد. این سیگنال ACتقویت شده توسط دیود مجددا به صورت DCدر آمده وبه خروجی یا ترمینالX200 می رسد.



شکل(۱)مبدل DCبه DCبا استفاده ازNE555

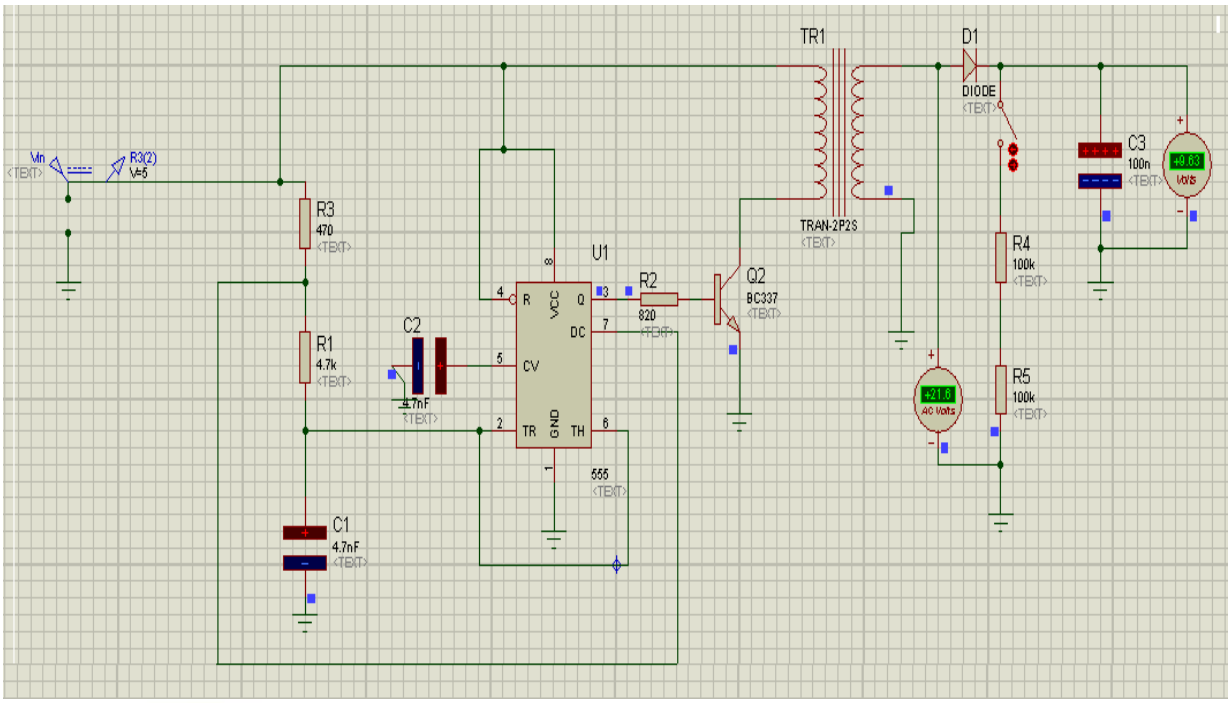
برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

۱-شکل(۲)نمونه مبدل ساخته شده

مدار کشیده شده در محیط نرم افزارPROTEUSبه صورت زیر است. شکل(۳)

WikiPower.ir

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

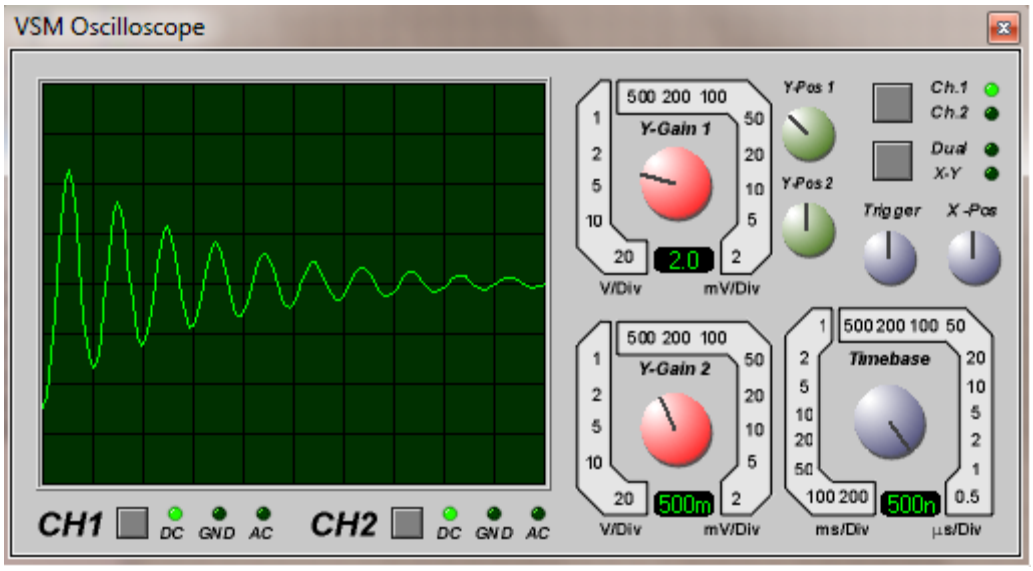


شکل(۳) ولتمترهای نشان داده شده ولتاژ ورودی وخروجی را نشان می دهد

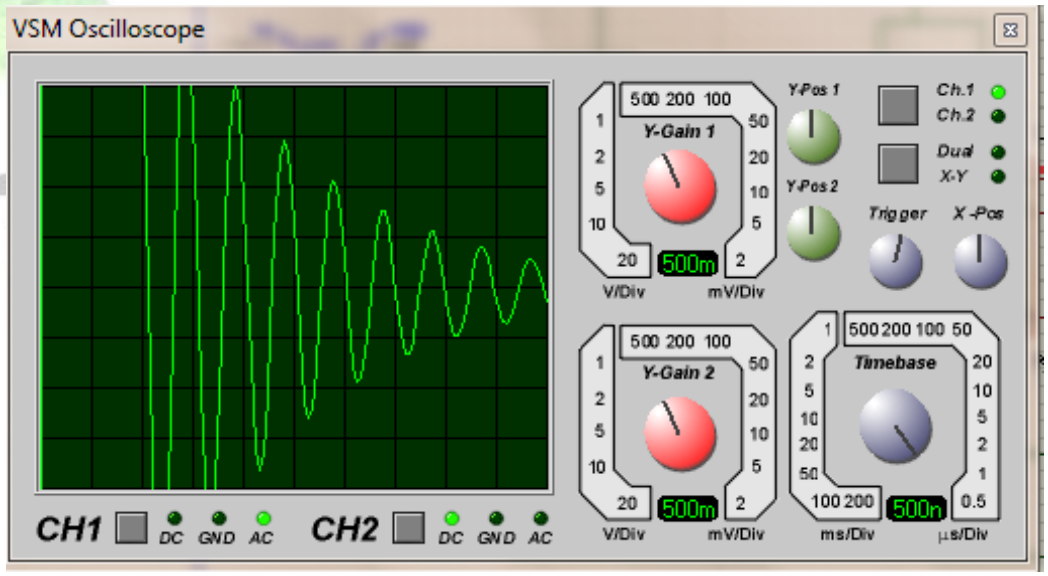
WikiPower.ir

شکل موجهای قسمتهای مختلف مدار با استفاده از نرم افزار PROTEUSشبیه سازی گردیده است.

۱-شکل موج سیگنال خروجی از نوسانسازNE555(قبل از تقویت توسط ترانزیستور)

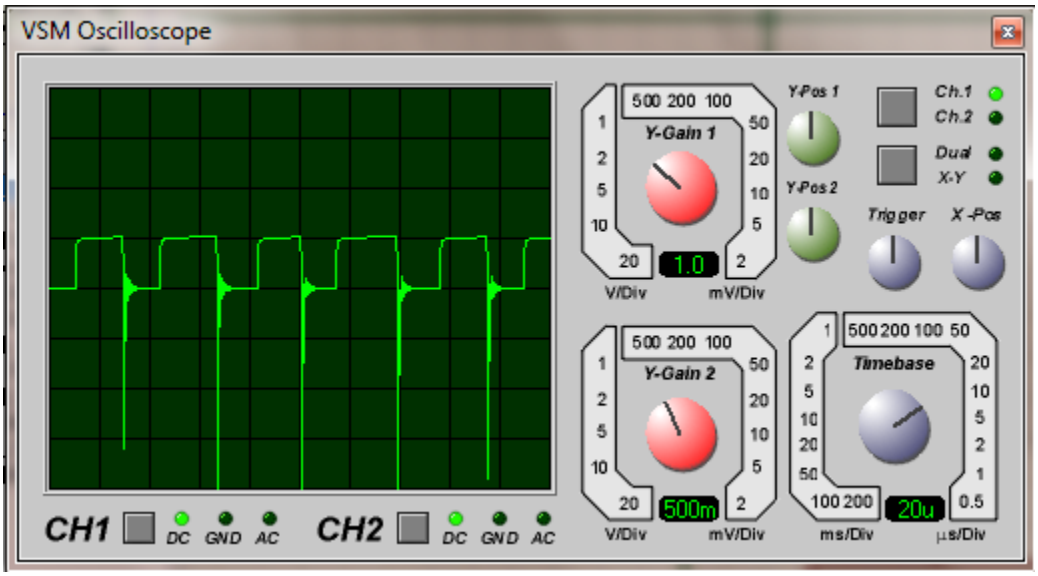


۲-شکل موج سیگنال تقویت شده توسط ترانزیستورBC337

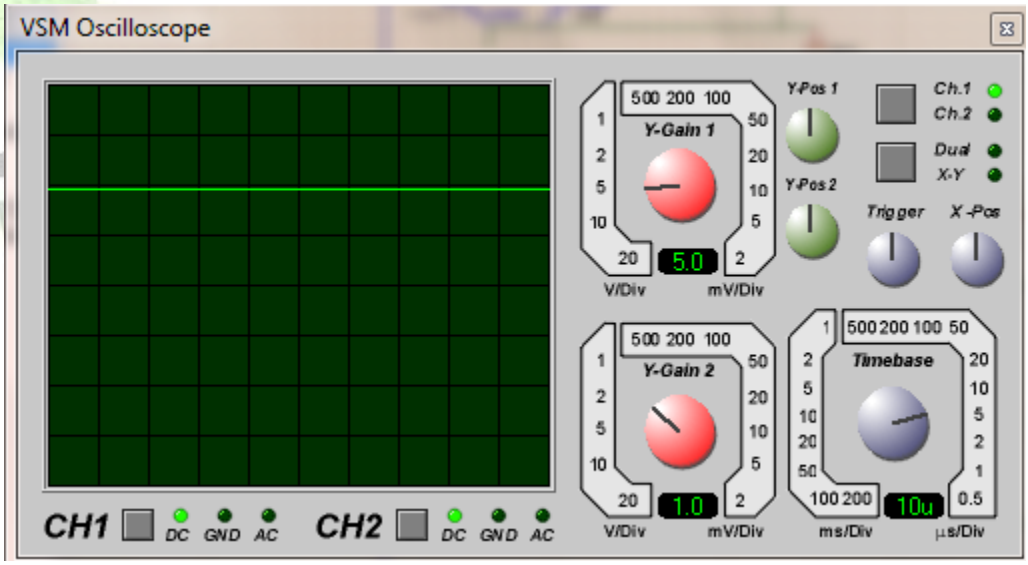


۳-شکل موج ولتاژACخروجی ترانسفورماتور

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه



۴-شکل موج ولتاژDCخروجی



فصل سوم

برای دریافت فایل wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

یک نمونه از مبدل توان پایین با استفاده ازLM261MIC

توصیف عمومی:

LM261MIC مبدل DC-DC کاهنده‌ای است که در مدارهای قدرتی که از یک سلول lithium –Ion جداگانه تشکیل شده‌اند بیشترین استفاده را دارد. آن ولتاژ ورودی را به 2.8v تا 5.5v و ولتاژ خروجی را به 1.5v تا 3.6v در جریان کاهش می‌دهد. ولتاژ بیرونی جداسازهای فیدبک مقاومتی استفاده می‌شود.

این وسیله در سه مورد مختلف برای تلفن‌های موبایل و تجهیزات پرتابل مشابه کاربرد دارد. فرکانس ثابت مود PWM دخالت RM را کاهش می‌دهد. یک SYNC ورودی، اجازه سنکر زاسیون فرکانس سوئیچ در یک رنج 500HZ را می‌دهد. جریان هیترزیس پایین مود PFM جریان غیر فعال را به 160MA کاهش می‌دهد.

مود خاموش وسیله را خاموش و میزان مصرف باتری را به 0.02MA کاهش می‌دهد. جریان محدود و خاصیت خاموشی حرارتی وسیله و سیستم را در طول شرایط خطا محافظت می‌کند.

LM261MTC در یک بسته 4pin TSSOPای موجود است. فرکانس سوئیچ بالا (600KHZ) اجازه استفاده در اجزاء بسیار ریز سطح – افزایشی را می‌دهد. ویژگیهای وسیله جبران سطحی است برای اینکه پاسخ را به رنج عرضی شرایط عملی مناسب کنیم.

مشخصات کلید:

- عمل کردن از یک سلول LILON منفرد (2.8V تا5.5V)
- رنج ولتاژ خروجی از 1.5V تا 3.6V
- 2% ± دقت ولتاژ فیدبک DC.
- ماکزیمم ظرفیت بار 500MA
- جریان غیر فعال مود 600MA PWM نامی
- جریان خاموشی 0.02MA نامی
- ورودی SYNC برای سنکرزاسیون فرکانس مود PWM از 500KHZ تا 11MHZ
- راندمان بالا (حدود 95%) در مود از یکسوسازی سنکرن داخلی
- سیکل کاری 100% بالای LOWES+Dropovt

ویژگیها:

- بسته 14pin Tssop ای
- استفاده از خازن‌های سرامیکی کوچک
- 5mv ریپل ولتاژ خارجی مود pwm (covt=22mh)

شروع نرم داخلی – محافظت اضافه برای جریان – خاموشی حرارتی – جبران سطحی (بیرونی)

کاربردها:

- تلفن‌های موبایل – رادیوهای دستی – کارتهای RF PC – کارتهای LAN بی‌سیم.

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

Typical Application Circuits

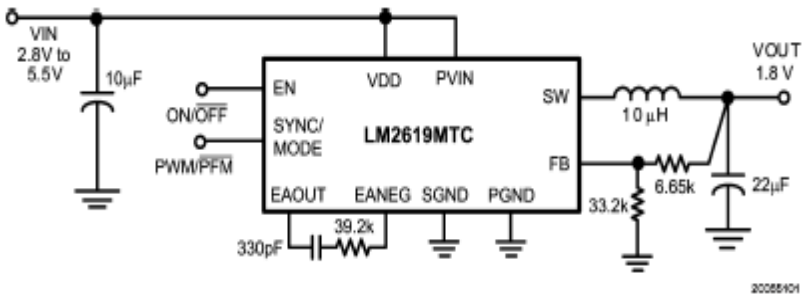


FIGURE 1. Typical Circuit for 1.8V Output Voltage

Typical Application Circuits (Continued)

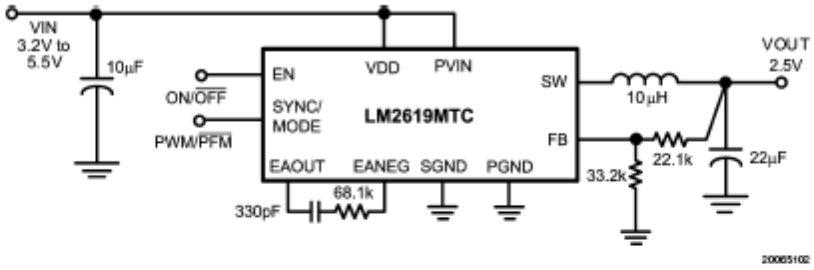


FIGURE 2. Typical Circuit for 2.5V Output Voltage

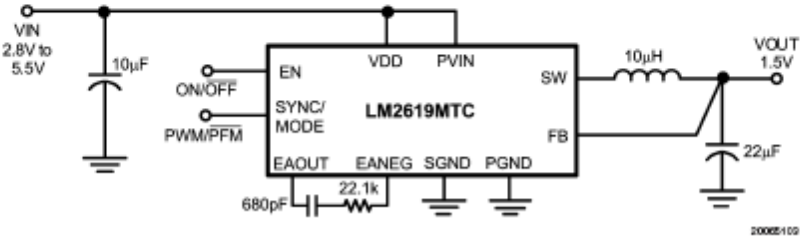
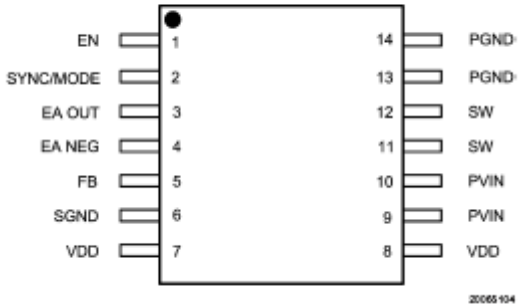


FIGURE 3. Typical Circuit for 1.5V Output Voltage

Connection Diagrams

14-Pin TSSOP



Top View

Pin Description :

توانمند کردن ورودی – تنظیم بالا و روی دیجیتال اشیت تریگر برای کارهای نرمال.

برای خاموشی تنظیم پایین. تنظیم EN پایین در طول سیستم توان بالا و کاهش شرایط سنج ولتاژ.

سنکرزاسیون ورودی. استفاده از ورودی دیجیتال برای انتخاب فرکانس یا کنترل مدولاسیون تنظیم.

SYNCLMODE= بالا برای مود 600KHZ,PWM نویز – پایین.

SYNCLMODE= پایین برای مد PFM جریان – پایین.

SYNCLMODE= سیکل ساعت 500KHZ-1MHZ برای سنکرزاسیون در مود

خروجی معکوس‌کننده یا تقویت‌کننده خطا 3 E Aout

ورودی آنالوگ فیدبک 4 EANEC

آنالوگ وکنترل زمین 5 FB

ورودی منبع آنالوگ. اگر طرح بود بهینه نباشد خازن سرامیکی 0-1mf اختیاری برای این پین به SGND

پیشنهاد می‌شود. 7.8 V_{DD}

ورودی ولتاژ منبع موتور PFETداخلی را سوئیچ کنیم.

ارتباط با فیلتر مخازن ورودی PVIN 9,10 ارتباط برجستگی سوئیچ با سوئیچ RFET داخلی و یکسوساز

سنکرن NFET 11,12 SW

ارتباط به سلف با جریان اشباع که ماکزیمم پیک سوئیچ جریان محدود LM2619MTC را افزایش می‌دهد.

زمین موتور 13,14 PGND

اطلاعات وسیله:

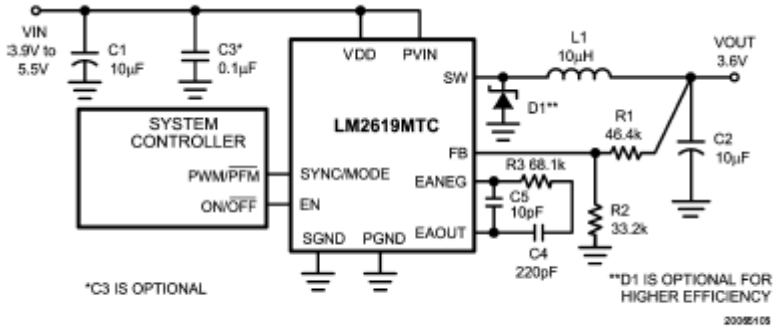


FIGURE 4. Typical Operating Circuit for 3.6V Output Voltage

LM2619MTC یک مبدل ساده DC-DC کاهنده است که در مدارهای قدرت در تلفن‌های موبایل، انتقال دهنده‌ها پرتابل و باتری مشابه به قدرتی وسیله‌های RF حداکثر استفاده را دارند این وسیله مود جریان را در طراحی ساختمان buck .

بایکسوسازی‌های سنکرن در مورد pwm برای بازدهی بالا مبنا قرارمی‌دهد. این وسیله برای ماکزیمم ظرفیت بار 500A در مود PWM طراحی شده است. ماکزیمم رنج بیشتر از مقدار به ولتاژ ورودی، ولتاژ خروجی و سلف انتخابی بستگی دارد. این وسیله سه انتخاب پین در مودهای عملی که برای مدارهای قدرت در تلفن‌های موبایل و وسیله پرتابل مصنوعی دیگر با کنترل اجباری توان مرکب نیاز می‌شود عملکرد فرکانس ثابت PWM برای ظرفیت جریان خروجی کامل در راندمان بالا هنگامیکه سطح با حساسیت IF و داده مدارهای بدست آمده پیشنهاد می‌شود.

جریان غیر فعالی تا 16MA نامی وجود دارد. تا عمر باتری را افزایش دهیم.

مود خاموش وسیله را خاموش می‌کند و میزان مصرف باتری را به 0.02MA کاهش می‌دهد.

حالت مستقیم مود PWM دقت ولتاژ فیدبک 2% ± است. راندمان نامی 93% برای یک بار ZOOM A با خروجی 3.6 و ورودی 4.2V راندمان می‌توان برای ولتاژهای خروجی پایین‌تر مثل 1.5V یا 1.8V بوسیله استفاده از یک دیود schotthy مثلMBRM120L که در شکل 4 نشان داده شده است افزایش یابد. جریان خاموش مود PWM 600MA نامی است. ولتاژ خروجی از 1.5V تا 3.6V با استفاده از مقاومتهای فیدبک خروجی می تواند تنظیم شود.

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

علاوه بر این ویژگیها شامل شروع – نرم، محافظ اضافه باری جریان، محافظ ولتاژ بالا و محافظ خاموشی گرمایی می‌شود. LM2619MTC در یک بسته 14-pin Tssopای ساخته شده است.

استفاده یک فرکانس سوئیچ بالا (600khz) که اجزاء خارجی را کاهش دهد.

LM2610MTC بصورت دنباله‌رو عمل می‌کند. در ابتدای قسمتی از هر سیکل سوئیچ، بلوک کنترل در LM2619MTC سوئیچ PFET داخلی را روشن می‌کند. این جریان اجازه عبور از میان سلف و فیتر خازن خروجی و باد را می‌دهد. سلف جریان را به یک شیب راهه با شیب $\frac{(V_{in}-V_{out})}{L}$ با ذخیره انرژی در یک میدان مغناطیسی محدود می‌کند. در قسمت دوم سیکل کنترمر سوئیچ PFEM را خاموش می‌کند جریان بلوک از ورودی عبور می‌کند و پس یکسو ساز سنکرن NFET را روشن می‌کند.

در پاسخ جمع شدن میدان مغناطیسی سلف‌ها، یک ولتاژ که جریان را از زمین بین یکسوساز سنکرن تا خازن فیلتر ورودی و بار وادار به عبور می‌کند. انرژی ذخیره شده داخل جریان برمی‌گردد و تخلیه می‌شود. شیب را جریان سلف با یک شیب $\frac{V_{out}}{L}$ کاهش می‌یابد اگر جریان سلف قبل از سیکل بعدی به صفر برسد. یکسوساز سنکرن خاموش می‌شود تا از معکوس کردن جریان جلوگیری شود. خازن فیلتر خروجی شارژ هنگامیکه جریان سلف بالاست ذخیره می‌کند و آن را هنگامیکه پایین است آزاد می‌کند بعضی اوقات ولتاژ در برابر بار قرار می‌گیرد.

ولتاژ خروجی بر اساس مدولاسیون سوئیچ PFET روی زمان تنظیم می‌شود تا میانگین جریان فرستاده شده به بار را کنترل کند این اثر همانند اثری است تا یک موج مستطیلی شکل مدوله شده را با سوئیچ و یکسوساز سنکرن SW به یک فیلتر پایین گذر با سلف و خازن فیلتر خروجی بفرستیم. ولتاژ خروجی برابر است با میانگین ولتاژ در پین SW.

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

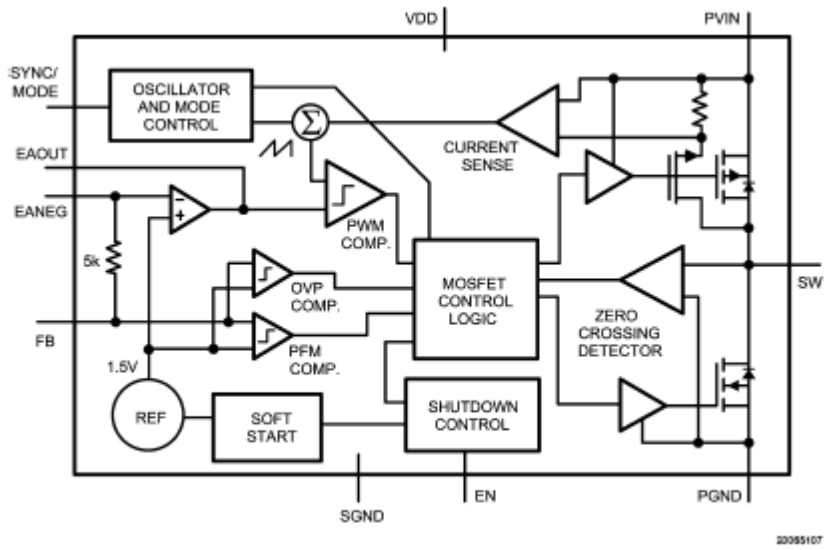


FIGURE 5. Simplified Functional Diagram

کاربردهای PWM (PWM OPERATION):

WikiPower.ir

وقتیکه در مود PWM هستیم ولتاژ خروجی با سوئیچ کردن در یک فرکانس ثابت تنظیم می‌شود وسپس انرژی در هر سیکل را مدوله می‌کند. تا نیروی بار را کنترل کند. انرژی در هر سیکل با مدوله سوئیچ PFET، روی زمان و پهنای پالس پیک جریان سلف را کنترل می‌کند. این امر با مقایسه سیگنال تقویت‌کننده جریان با جبران شیب سیگنال خطا را تقویت‌کننده خطای ولتاژ فیدبک انجام می‌شود. در شروع هر سیکل، ساعت سوئیچ PFET را روشن می‌کند و این باعث می‌شود تا جریان سلف بالا صعود کند. هنگامیکه جریان شیبهای سیگنال قبل از سیگنال تقویت‌کننده خطا را حس می‌کند مقایسه‌کننده PWM سوئیچ RFET را خاموش می‌کند و یکسوساز سنکرن NFET را روشن می کند و این پایان قسمت اول سیکل است.

اگر افزایش در پالسهای بار کاهنده ولتاژ خروجی داشته باشیم. خروجی تقویت‌کننده خطا افزایش می‌یابد. که به جریان سلف اجازه می‌دهد از حالت قبل مقایسه‌کننده خاموش RFET بیشتر باشد و این امر میانگین جریان فرستاده شده به خروجی را افزایش می‌دهد و برای افزایش در بار تنظیم می‌کند.

قبل از رفتن به مقایسه‌کننده PWM، سیگنال خطا با یک جبران شیب از اسیلاتور برای پایداری لوپ فیدبک جریان جمع می‌شود. در طول قسمت دوم سیکل یک آشکارساز عبوری صفر یکسوسازهای سنکرن NFET را خاموش می‌کند اگر جریان سلف به صفر کاهش یابد. مینیمم زمان RFET در مود PWM تقریباً 200NS است.

کاربردهای RFM: (PFM OPERATION):

ارتباط SYNCLMODE به SGND، LM2619MIC را به عملکرد RFM هیسترزیس تنظیم می‌کند هنگامیکه در مود PFM، ولتاژ خروجی به سوئیچ تنظیم شده با یک انرژی مجزا در هر سیکل و مدولاسیون سرعت سیکل یا فرکانس، تا نیروی بار را کنترل کند. این کار با استفاده از مقایسه‌کننده خطا با تشخیص ولتاژ خروجی انجام می‌شود. وسیله منتظر می‌ماند تا با خازن فیلتر خروجی دشارژ شود تا ولتاژ خروجی به پایین‌تر از آستانه مقایسه‌کننده خطا PFM کاهش یابد. پس وسیله یک سیکل را با روشن کردن سوئیچ RFET شروع می‌کند. این به جریان اجازه عبور از ورودی پایین سلف تا خروجی، شارژ خازن فیلتر خروجی را می‌دهد.

PFET هنگامیکه ولتاژ خروجی، تنظیم آستانه مقایسه‌کننده PFM را بالا برد، خاموش است. بنابراین ریپل ولتاژ خروجی در مود PFM متناسب با مقایسه‌کننده خطا هیسترزیس است.

در مود PFM این وسیله فقط وقت که احتیاج به سرویس‌دهی بار است سوئیچ می‌شود این کار مقدار مصرفی جریان با کاهش توان مصرفی شده در طول کار سوئیچ در مدار کاهش می یابد.

وظیفه انتقال تلفات در MOSFETهای داخلی جریان‌های ورودی با تلفات جریان چرخشی در سلف و غیره را بر عهده دارند. همچنین تنظیم ولتاژ بار سبک را بهبود می‌بخشد. در طول نیم سیکل دوم، دیود درونی یکسوسازهای سنکرن NFET هدایت می‌کند تا جریان سلف به صفر کاهش یابد.

OPERATINH MODE SE LECTION :

LM2610MTC برای کنترل عددی مودهای علمی با کنترل سیستم طراحی شده است. این از سوئیچ ساختگی در مود PVM نویز پایین بین فاصله جابجایی در تجهیزات تلفن موبایل که می‌تواند در تولیدات اتفاق افتد جلوگیری می‌کند. مود SYNC عدد ورودی پین برای انتخاب مود عملی استفاده می‌شود. قرار دادن SYNC/ MODE بالا (بالاتر از 1.3 وات) مود جریان 600KHZ را برای عمل PWM انتخاب می‌کند. مود FWM برای کاربردهای نویز – پایین، توان – بالا بهینه شده است. برای استفاده زمانیکه بار فعال است قرا دادن XYNC/MODE برای نویز – پایین، توان – بالا بهینه شده است. هیستر زیس را انتخاب می‌کند. قرار دادن SYNV/MODE پایین (زیر 0.4V) عمل PFM مود – ولتاژ بهینه شده است. در مود PFM، جریان غیر فعال در پین V_{DD} 160MA نامی است. با مقایسه کردن جریان خاموش پین V_{DD} 600MA PWM نامی است.

کاربرد PWM بیشتر برای استفاده با بارهای 50MA یا بیشتر هنگامیکه عمل نویز پایین است.

زیر 100MA کاربرد PFM، تنظیمات دقیق و کاهش مقدار مصرف جریان می‌تواند انجام دهد.

LM2619MTC یک ویژگی ولتاژ – بالا دارد که از رفتن ولتاژ خروجی به خیلی بالا هنگامیکه وسیله در ترک مود PFM زیر شرایط زیر – بار جلوگیری می‌کند.

مودهای سوئیچ با پین SYNCMODE را به راه می‌اندازیم. پین شناور را ترک نکنید و یا به آن اجازه دهید بین آستانه به تعویق افتد.

این اندازه‌ها از خطاهای ولتاژ خروجی در پاسخ به یک حالت منطقی نامعلوم جلوگیری می‌کند.

LM2619MTC روی بالا رونده SYNC سوئیچ می‌کند، مطمئناً مینمم باری خواهیم داشت تا ولتاژ خروجی را در تنظیم سازی هنگام سوئیچ کردن مود فرکانس نگه دارد.

سنکرزایسون فرکانسی:

ورودی SYNC LMODE می‌تواند همچنین برای سنکرزاسیون فرکانس استفاده شود. در طول سنکرزاسیون LM2619MTC روی لبه بارونده ساعت سیکل‌های خود را آغاز می‌کند. هنگامیکه سنکرزاسیون به ساعت خارجی رسید آنرا در مود PWM عمل می‌کند. وسیله همچنین می‌تواند با سیکل کاری 50% روی فرکانس 500KHZ تا 1MHZ سنکرن می‌کند. یک سیکل کاری متفاوت استفاده شده بالاتر از رنج 50% برای سیکل کاری پذیرفته شده 30% تا 75%استفاده از شکل موج‌های زیر و معیار عمل سیکل کاری هنگامیکه یک زمان بیرونی به پین SYNC/MODE وارد می‌شود. زمان بالاروندگی یا پایین‌زدگی باید کمتر از 100MV زیر زمین یا بالای V_{DD} باشد.

هنگام فراهم کردن سیگنال‌های زمان زمان نویزدار خصوصاً سیگنال‌های لبه تیز از یک کابل طولانی در مدت ارزیابی کابل در امپدانس مشخصه متوقف می‌شود و یک فیلتر RC پایین SYNC جمع می‌شود اگر لازم باشد تا سرعت زیاد و مقدار بالازدگی و پایین‌زدگی را تعدیل کنیم.

نکته اینکه سیگنال‌های لبه‌ای تیز از یک پالس یا فانکشن ژنراتور می‌توانند به بالا یا پایین‌زدگی به بلندی 10V در پایان یک کابل متوقف شده نامناسب توسعه یابد.

محافظت ولتاژ بالا:

LM2619MTC یک مقایسه‌کننده ولتاژ بالا دارد که از افزایش خیلی زیاد ولتاژ خروجی هنگامیکه وسیلهٔ در ترک مود PWM زیر شرایط باد – پایین است جلوگیری می‌کند. هنگامیکه ولتاژ خروجی تقریباً 100MQ بالاتر از تنظیم آستانه قرار دارد، مقایسه‌کننده OVP از عملکرد PWM جلوگیری می‌کند تا

ولتاژ خروجی به آستانه تنظیم برگردد. هنگامیکه تیغه‌های (جداسازی‌های) مقاومت استفاده می‌شوند آستانه OVP در خروجی مقدار آستانه پین فیدبک برابر سرعت متغیرهای مقاومت خواهد شد در محافظ بالا ولتاژ خروجی و ریپل افزایش خواهند یافت.

مود خاموشی:

تنظیم کردن ورودی دیجیتال EN پایین ($\langle 0.4V$)، LM26119MTC را در یک مود خاموش 0.02MA جا می‌دهد در طول خاموشی سوئیچ PFET یکسو کردن سنکرن NFET، منبع، کنترل و مدار اصلی LM26119 خاموش هستند. تنظیم EN بالا عملکرد نرمال را قادر می‌سازد هنگام روشن کردن شروع نرم فعالی می‌شود. EN باید پایین تنظیم شود LM26119MTC را در طول شرایط توان بالا و ولتاژ پایین سیستم خاموش کند و هنگام تأمین کمتر از 2.8 مینیمم ولتاژ عملی باشد.

LM26119MTC برای تقاضاهای پرتابل فشرده مثلاً تلفن‌های موبایل طراحی شده است.

در چنین درخواستهایی سیستم کنترلر ترتیب تأمین نیرو را معین می‌کند اگر چه LM26119MTC به طور نامی در ولتاژهای پایین خوب عمل می‌کند اما تضمین شده نیست.

هنگامیکه LM26119MTC از یک NFET داخلی بعنوان یکسوساز داخلی استفاده می‌کند تا ولتاژ مستقیم و تلفات توان مرتبط را کاهش دهد. یکسوسازهای سنکرن بهبودی مهمی در راندمان ایجاد می‌کنند تا جایی که ولتاژ خروجی نسبت پایین با ولتاژ عبوری یک دیود یکسوساز معمولی مقایسه می‌شود.

یکسوساز سنکرن NFET داخلی در طول کاهش شیب جریان سلف در بخش دوم هر سیکل روشن است. یکسوساز سنکرن از سیکل قبلی به بعدی خاموش است یا هنگامیکه جریان سلف در بارهای سبک به صفر شیب‌دار می‌شود. NFET طراحی شده تا بین دیود داخلی آن در طول فاصله‌های ناپایدار قبل از اینکه روشن شود هدایت برقرار کند و نیاز به دیود خارجی را حذف کند.

محدودیت جریان:

یک ویژگی جریان محدود به LM26119MTC اجازه می‌دهد تا خودش و اجزا خارجی‌اش را در برابر اضافه باری محافظت کند در مود PWM جریان محدود سیکل به سیکل به طور نرمال استفاده می‌شود. اگر یک بار اضافی ولتاژ در پین فیدبک تا تقریباً 0.7 کاهش یابد پس وسیله به یک مود محدود جریان زمانی سوئیچ می‌کند.

در مود محدود جریان زمانی سوئیچ P-FET داخلی بعد از تریپ مقایسه‌کننده جریان خاموش است و شروع سیکل بعدی تا 20MS مانع می‌شود تا مجبور کند جریان سلف فوری به مقدار مناسب کاهش یابد. مود محدود جریان از تلفات کنترل جریان دیده شده در بعضی تولیدات هنگامی که ولتاژ در پین فیدبک پایین کشیده شده است در شرایط اضافه بار جدی جلوگیری می‌کند.

توجهات ترک‌کننده:

LM2610MTC می‌تواند استفاده شود تا ولتاژهای خروجی ثابت را با استفاده از مقاومت‌های فیدبک خارجی بهبود بخشد ولتاژ خروجی می‌تواند از 1.5V تا 3.6V تنظیم شود. ولتاژ برگشتی داخلی برای تقویت‌کننده خطا 1.5V است.

در مواردی که ولتاژ خروجی به 2.5V یا بیشتر تنظیم شده است بخش داخل ترک‌کننده خواهد شد یا سیکل کاری ۱۰۰٪ خواهم داشت هنگامیکه ولتاژ ورودی به سمت بسته شده می‌ورد تا ولتاژ خروجی را تنظیم کند.

نزدیک ترک‌کننده زمان P-FET ممکن است سیکل ساعت PWM از مدفور فراتر رود و باعث پیل بالاتر روی خروجی برای جریان‌های بار بزرگتر از 300MA شود. این افزایش ریپل برای رنج باریک ولتاژهای ورودی تا ۱۰۰٪ سیکل کاری بسته می‌شود و یکبار که ولتاژ ورودی بیشتر کاهش یابد P-FET پر خواهد شد.

در مشخصات ترک‌کننده ولتاژ خروجی V_{in}-foot هست (R_{dc}-R_{DSON}) جایی که Rdc مقاومت واقعی سلف و R_{DSON} روی مقاومت PFET است.

LM2619MTC و اجزا خارجی را کاهش می‌دهد. این همچنین شروع ناپایداری روی منبع نیرو را کاهش می‌دهد. شروع نرم‌افزاری با شیب بالا ورودی برگشت به تقویت‌کننده خطا LM2619MTC تا افزایش تدریجی ولتاژ خروجی می‌باشد.

محافظ خاموشی گرمایی:

LM2619MTC یک فانکشن محافظ خاموشی گریمایی دارد تا خودش را از استفاده نادرست مدت – کوتاه و شرایط اضافه باری محافظت کند. هنگام اتصال دمایی وسیله فراتر از 150°C رود.

وسیله مرحله خروجی را خاموش می‌کند و هنگامی که دما به زیر ۱۳۰ درجه کاهش یابد آن سیکل شروع نرم را آغاز می‌کند طولانی کردن درخواست مشخصات خاموشی دمایی ممکن است به وسیله خسارت وارد آورد.

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

فصل چهارم

یک مبدلDC/DC سوئیچ خازنی جدید ولتاژ پائین مجتمع با سطح تراشهٔ کوچک و بهرهٔ بالا

چکیده: در این قسمت یک مبدلDC/DC سوئیچ خازنی مجتمع پمپ بار جدید با بهرهٔ بالا و مناسب برای کارکرد ولتاژهای پائین ارائه شده و نتایج شبیه سازی درHSPICE آن با سایر مبد لهای موجود ، مقایسه گردیده است .یکی از مهم ترین مزایای این مبدل ، نیاز به سطح تراشهٔ کمتر در مقایسه با سایر انواع این مبدل ها است .تکنولوژی به کار گرفته شده برای شبیه سازی مبدل ها ،تکنولوژی 0. 2mm سی ماس می باشد کلیهٔ شبیه سازی ها در فرکانس ۲۰ MHz صورت گرفت ه و انواع مبدل ها به ازای ولتاژهای ورودی 0.9ولت ،1.2،1.5،با هم مقایسه شده اند. نتایج شبیه سازی نشان از عملکرد مناسب تر مبدل پیشنهادی ،حتی در ولتاژ ۰,۹ولت دارد.

۱-مقدمه

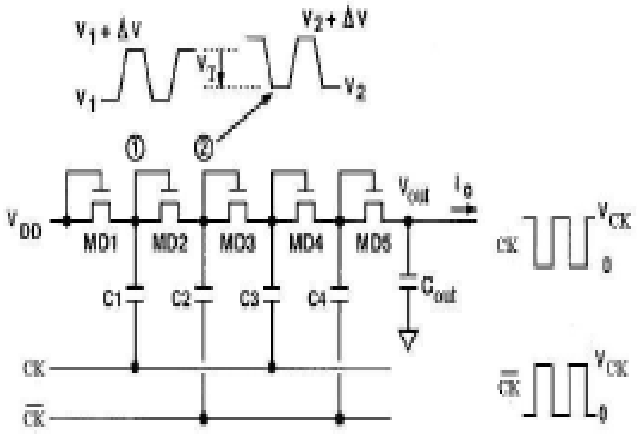
منابع تغذیه به عنوان جزئی مسلم از محصولات الکتریکی و الکترونیکی از دیر باز مورد بررسی و مطالعه بوده و تلاش برای کاهش ابعاد محصولات الکترونیکی ، تمایل به استفاده از منابع تغذیه با ابعاد کوچک تر و وزن کمتر را افزایش داده است. مبدل ها یDC/DC سوئیچ خازنی بر خلاف منا بع تغذیهٔ سوئیچینگ

،برای تغییر سطح ولتاژDC تنها از خازن و ترانزیستور به عنوان سوئیچ بهره می برند و هیچ عنصر مغناطیسی در ساختار آنها وجود ندارد .همین امر امکان ساخت آنها را در وزن و حجم کم و حتی به طور مجتمع به طور مناسبی فراهم کرده است . به دلیل همین مز ایا مبدل ها یDC/DC سوئیچ خازنی امروزه بسیار مورد توجه واقع شده و تحقیقات زیادی را به خود معطوف ساخته اند .با وجود این مزایا ،یکی از مشکلات این مبد لها ،امکان تحقق آنها تنها برای کاربردهای توان پائین و متوسط(حداکثر چند ده وات)می باشد ،همچنین مبدل هایDC/DC سوئیچ خازنی این عیب را دارند که ولتاژ خروجی آنها شدیدًا تابع میزان بار می باشد. به همین دلیل معمولاً برای بررسی سادۀ این مبدل ها ،آنها را در شرایط بی باری و با فرض ایده آل بودن سوئیچ ها(ترانزیستورها)تحلیل می کنند مسائل و مشکلاتی که در تحقق مجتمع این مبدل ها وجود دارد قدری با حالت غیرمجتمع تفاوت می کند، به عنوان مثال وجود عناصر پارازیتی، عدم امکان تحقق خازن ها ی بزرگ و ... از جملۀ مشکلاتی است که مجتمع سازی این مبدل ها را با محدودیت مواجه می سازد مبدل های DC/DC سوئیچ خازنی مجتمع برای تغذیۀ حافظه های غیرفرار ۱ ،تأمین ولتاژ لازم جهت فرمان سوئیچ های آنالوگ و نیز در سیستم های نیازمند به چند سطح ولتاژ که فقط یک تغذیه برای آنها در نظر گرفته شده، کاربرد دارند .با توجه به کاربردهای مذکور، دارا بودن قابلیت هایی چون اشغال سطح تراشۀ کوچک تر ،امکان کار در ولتاژ پا یین و ... از جملۀ مزایایی می باشند که در مقایسۀ طرح های مختلف در نظر گرفته می شوند ۳،۲ در این مقاله مبدل جدیدی را معرفی نموده و آن را با سایر مبدل های DC/DC متداول از لحاظ قابلیت های فوق مقایسه می کنیم.

.بخش دوم این مقاله به بررسی انواع متداول مبدل هایDC/DC سوئیچ خازنی مجتمع اختصاص داده شده است .در بخش سوم مبدل پیشنهادی معرفی گردیده و اصول عملکرد آن مورد ررسی قرار گرفته است . بخش چهارم شامل نتایج شبیه سازی مبدل های متداول و مبدل جدید می باشد.

۲ -انواع مبد لهایDC/DC سوئیچ خازنی

یکی از انواع متداول مبدل هایDC/DC سوئیچ خازنی مجتمع، مبدل دیکسون می باشد این مبدل که در شکل ۱ نمایش داده شده، به طور گسترده ای برای افزایش سطح ولتاژ به کار گرفته شده است(۲)



شکل(۱) ساختار مبدل دیکسون

در این مبدل کلیهٔ ترانزیستورها از نوعNMOS بوده و به صورت دیود به کار گرفته شده اند .به دلیل افت ولتاژ این دیودها ،بهرهٔ ولتاژ این مبدل چندان قابل توجه نمی باشد و برای ایجاد سطوح ولتاژ بالا ، تعداد طبقات زیادی از این مبدل را باید به صورت سری به کار گرفت .از آنجا که دیودها با ترانزیستورهای NMOS تحقق داده شده اند ، افت ولتاژ این دیودها معاد ل ولتاژ آستانه ترانزیستورها می باشد .با یک تحلیل ساده رابطهٔ ولتاژ خروجی این مبدل مطابق زیر به دست می آید:

$$V_{out} = V_{DD} + nV_{CK} - (n+1)V_T \qquad (۱)$$

که در آن n تعداد طبقات مبدل V_T و لتاژ آستانهٔ ترانزیستورها می باشد اگر دامنهٔ ولتاژck برابر V_{DD} باشد

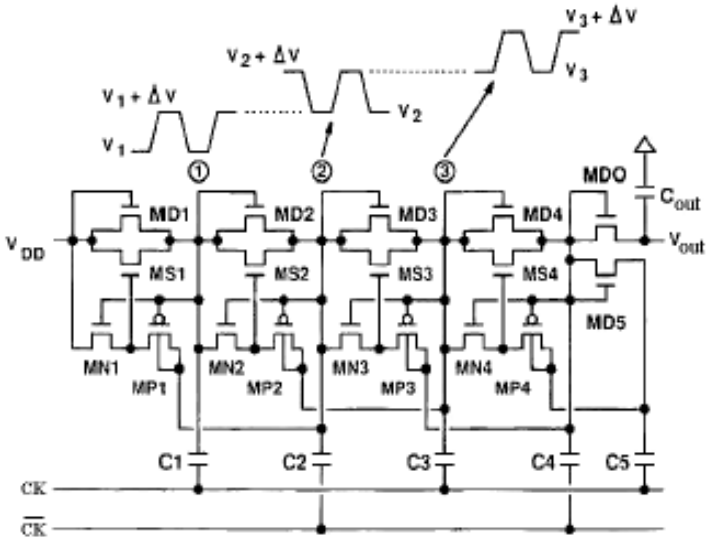
$$V_{out} = (n+1)(V_{DD} - V_T) \quad (۲)$$

:

هر چه تعداد طبقات افزایش داده شود ، سورس ترانزیستور هر طبقه نسبت به طبقهٔ قبل به ولتاژ بزرگ تری متصل می گردد و در نتیجه ولتاژ سورس بدنهٔ ترانزیستور هر طبقه ، نسبت به طبقهٔ پیشین مقدار بزرگ تری خواهد بود . با افزایش ولتاژ سورس بدنه در ترانزیستورهایNMOS ولتاژ آستانهٔ آنها افزایش می یابد و این بدین معنی است که با افزایش تعداد طبقات در مبدل دیکسون ، افت ولتاژ دیودها به تدریج زیاد می شود .در واقع به دلیل افزایش افت ولتاژ دیودها افزایش تعداد ط بقات تا سطح محدودی می تواند ولتاژ خروجی را به منظور غلبه بر مشکلات مبدل دیکسون ، مبدل جدیدی به نام افزایش دهد و از این مرحله به بعد افزایش تعداد طبقات در مبدل دیکسون ،تأثیری در سطح ولتاژ خروجی نخواهد داشت. به منظور غلبه بر مشکلات مبدل دیکسون ، مبدل جدیدی به نامNCP-2 معرفی گردید ه است] (۳).

شکل ۲ ساختار این مبدل را نشان می دهد.

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه



شکل(۲) ساختار مبدل NCP-2

اصول کار این مبدل همانند مبدل دیکسون می باشد ، با این تفاوت که برای انتقال بار از خازن یک طبقه به خازن طبقهٔ بعدی از دیود استفاده نشده ، بلکه این ترانزیستورهایMSi هستند که وظیفهٔ انتقال بار را بر عهده دارند . ترانزیستورهایMSi توسط ترانزیستورهایMNi وMPi به گونه ای فرمان داده می شوند که افت ولتاژ درین سورس آنها در زمان وصل، کوچک گردد و همین امر سبب می شود بهرهٔ ولتاژ هر طبقه از مبدل۲ -NCP به مراتب بهتر از مبدل دیکسون باشد. رابطهٔ ولتاژ خروجی مبدلNCP-۲ در شرایط ایده آل مطابق زیر به دست می آید

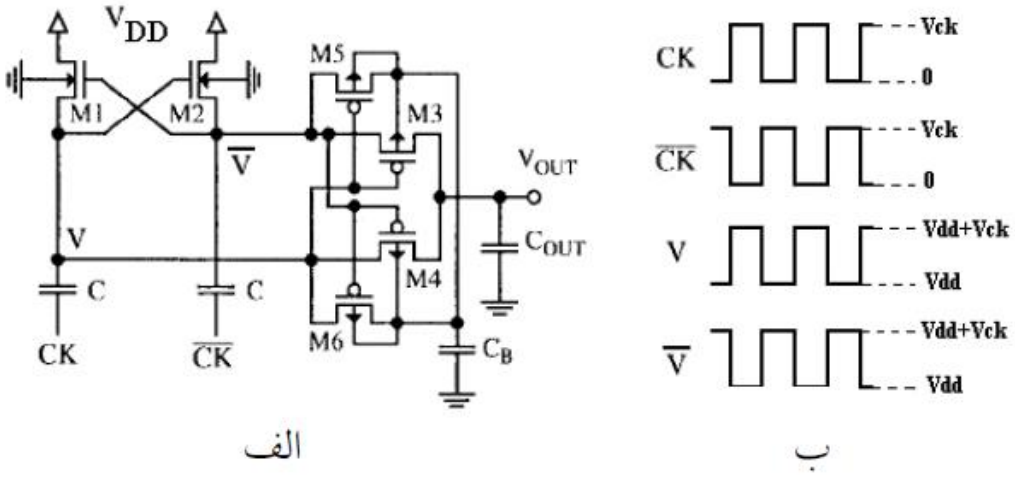
$$V_{out} = V_{DD} + nV_{CK} \qquad (۳)$$

:

با فرض تساوی V_{DD} و V_{CK} :

$$V_{out} = (n+1)V_{DD} \qquad (۴)$$

لازم به ذکر است ترانزیستورهایMDi در این مبدل ،تنها نقش مدار راه انداز را بر عهده دارند.



شکل (۳) ساختار مبدل ضربدری

WikiPower.ir

نوع دیگر این مبدل ها که به نام مبدل ضربدری ۱ نامیده می شوددر شکل ۳ –الف نشان داده شده است(۵-۸)

با توجه به نوع اتصال ترانزیستورهایNMOSدر مبدل مذکورولتاژ گر ه های V و $\overline{V}$ به صورت شکل ۳ – ب م یباشد. برای ایجاد ولتاژDCمناسب دو ترانزیستورPMOSه نام هایM3وM4به مدار اضافه شده است . بدیهی است که سطح ولتاژ خروجی با صرفنظر از افت ولتاژ ترانزیستورها و اثربارگذاری ،از رابطهٔ زیر به دست می آید:

$$V_{out} = V_{DD} + V_{CK} \qquad (۵)$$

در عمل دو ترانزیستورPMOSدیگر ، درست به مانندm3 وm4به کار گرفته می شوند تا ولتاژ بدنهٔ مناسب را برای ترانزیستورهایPMOSفراهم آورند. برای افزایش سطح ولتاژبیش از این مقدار می توان تعداد طبقات این مبدل را مطابق شکل ۴ افزایش داد] ۵ .[سطح ولتاژ خروجی طبق رابطهٔ زیرقابل محاسبه است

$$V_{out} = V_{DD} + nV_{CK} \qquad (۶)$$

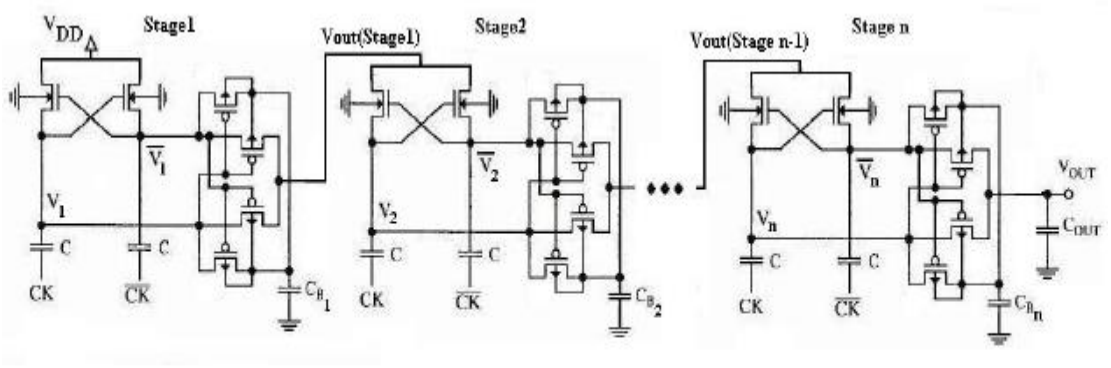
:

در صورتی که دامنهٔ ولتاژCKبرابر V_{DD} اشد ،خواهیم داشت:

$$V_{out} = (n + 1)V_{DD} \qquad (۷)$$

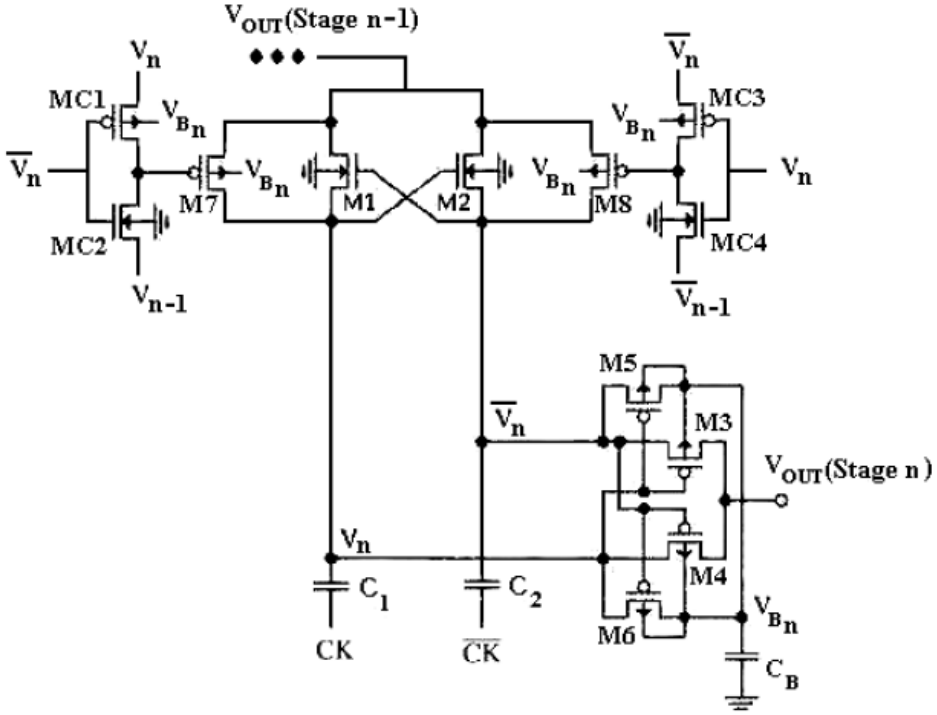
در این نوع مبدل با افزایش تعداد طبق ات ،ولتاژ سورس بدنهٔترانزیستورهایNMOSو به تبع آن ولتاژ آستانهٔ آنها افزایش می یابد .به همین دلیل در کاربردهای ولتاژ پائین به خوبی روشن نمی شوند و در نتیجه بهرهٔ مبدل کاهش یافته و سطح ولتاژ خروجی از مقدار ایده آل رابطهٔ (۶) کمتر می گردد. برای بهبود عملکرد مبدل ضربدری ، مبدل جدیدی در مرجع معرفی گرد یده است .شکل(۵)ساختار این مبدل جدید مبدل ضربدری پیشرفته(ICC) را نشان می دهد.

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه



شکل (۴) ساختار چند طبقهٔ مبدل ضربدری

در این مبدل برای آن دسته از طبقاتی که ترانزیستورهایNMOSبه خوبی در حالت وصل قرار نمی گیرند ،دوترانزیستور PMOS مطابق ش کل ۵ موازی با ترانزیستوره ایNMOSقرار داده می شوند



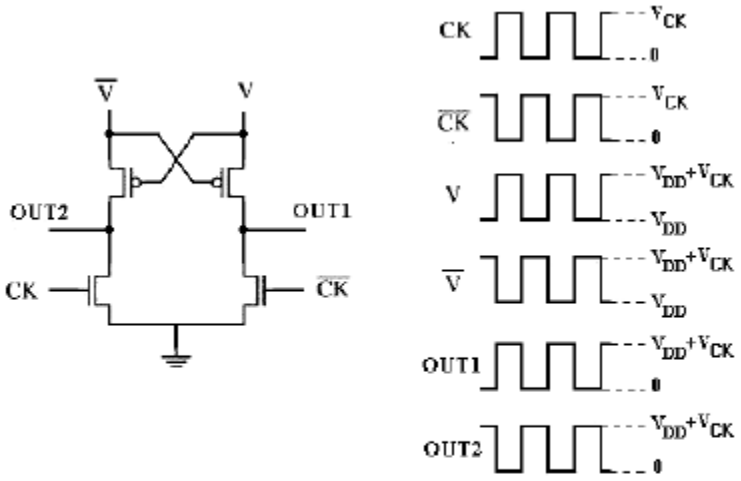
شکل(۵) ساختار مبدل ICC

ترانزیستورهایPMOS توسط دو ترانزیستور دیگرMci به گونه ای فرمان داده می شوند که همزمان با وصل هر یک از ترانزیستورهایNMOS ترانزیستورPMOS موازی با آن نیز روشن گردد .بدین ترتیب

مشکل عدم وصل مناسب ترانزیستورهایNMOS تا حدود زیادی مرتفع می گردد . لازم به ذکر است ولتاژهای V_n و $\overline{V}_n$ مربوط به طبقهٔ جاری و ولتاژهای V_{n-1} و $\overline{V}_{n-1}$ مربوط به گره های متناظر از طبقهٔ قبل می باشند.

۳- مبدلDC/DC سوئیچ خازنی پیشنهادی

مبدل پیشنهادی در این بخش علاوه بر بهرهٔ ولتاژ بالاتر نسبت به مبدل های پیشین سطح تراشهٔ کوچک تر ی را نیز اشغال می کند .همانگونه که در بخش قبل اشاره شد ولتاژ خروجی هر طبقه از مبد ل ضربدری برابر است با ولتاژ ورودی آن طبقه به علاوهٔ دامنهٔ ولتاژCK . با توجه به شکل ۴ کلیهٔ طبقات مبدل ضربدری با دامنهٔ یکسانی از ولتاژCK کار می کنند ،همین امر سبب گردیده تا ولتاژ خروجی مبدل ، طبق رابطهٔ) ۶ (به صورت خطی با افزایش تعداد طبقات افزایش یابد . بدیهی است اگر به طریقی سطح ولتاژCK هر طبقه را نسبت به طبقهٔ قبلی افزایش دهیم ،می توانیم با استفاده از تعداد طبقات کمتر ، به سطح ولتاژ بالاتری در خروجی دست یابیم. یک طبقه از مبدل ضربدری را مطابق شکل ۳ در نظر بگیرید چهار شکل موج CK ،$\overline{CK}$ ،V ،$\overline{V}$ در اختیار است . اگر این شکل موج ها به مدار شکل ۶ اعمال گردند ،خروجی آن ، دو شکل موج پالسی غیر همفاز با دامنهٔ $V_{DD}+V_{CK}$ خواهد بود.



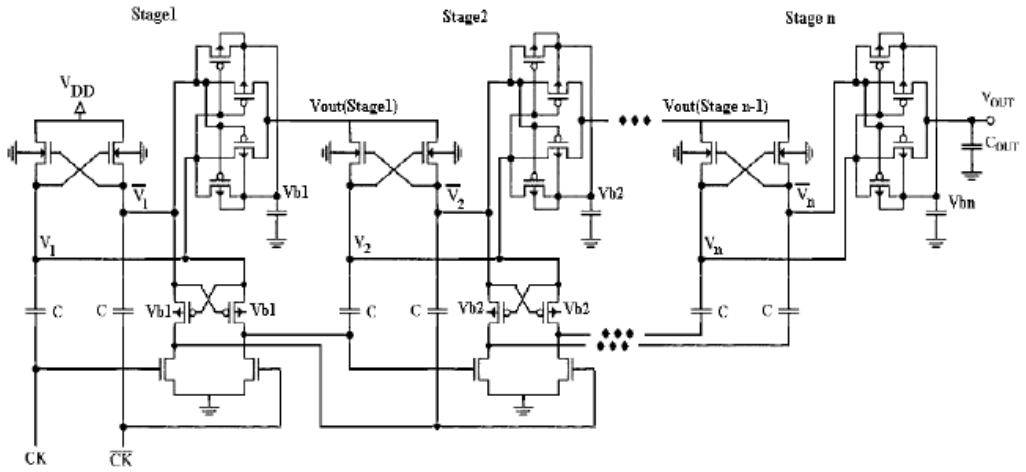
شکل (۶) مدار افزایش دهندهٔ دامنهٔ CK

بدین ترتیب در صورتی که مدار ش کل ۷ را تحقق دهیم ، با افزایش ولتاژ ورودی طبقات ،سطح ولتاژCK اعمالی به آنها نیز به تناسب افزایش می یابد .بر این اساس در شرایط ایده آل، سطح ولتاژ خروجی این مبدل از رابطهٔ زیر قابل حصول است:

$$V_{out} = 2^{n-1} (V_{DD} + V_{CK}) \qquad (۸)$$

در صورتی که دامنهٔ ولتاژCK با V_{DD} برابر باشد:

$$V_{out} = 2^{n} V_{DD} \qquad (۹)$$



شکل (۷) ساختار مبدل پیشنهادی

روابط حاصل مبین این مطلب است که سطح ولتاژ خروجی این مبدل جدید بر خلاف مبدل های پیشین به صورت نمایی با افزایش تعداد طبقات افزایش می یابد .به همین دلیل می توان با استفاده از تعداد طبقات کمتر و در نتیجه سطح تراشهٔ کوچ کتر به سطوح ولتاژ بالاتری دست یافت.

۴ -نتایج شبیه سازی

کلیهٔ مبد لها توسط نرم افزارHSPICEو با استفاده ازتکنولوژی۳۵UM/.سی ماس شبیه سازی شده اند . از آنجا که خازن به مراتب سطح بزرگ تری را نسبت به ترانزیستورها درتراشه اشغال می کند ،در کلیهٔ مبدل ها به جز مبدل پیشنهادی جمع کلیهٔ ظر فیت های خازنی تقری باً با هم برابر است تا بدین ترتیب مقایسه نمائیم در سطح تراشهٔ یکسان کدام یک ازمبد لها ولتاژ خروجی بالاتری را ارائه می کنددر مبدل دیکسون و ۲ - NCP .از ۱۲ خازنpf ۳ استفاده شده ومبدل ضربدری وICCهر کدام ۱۰ خازنpf ۳و۵ پمپ بارخازنpf ۱را به عنوان خازن تأمین ولتاژ بدنه در اختیاردارنددر مبدل دیکسون و ۲ -NCP:

$$C_{total} = 12 \times 3 = 36\ pf$$

در مبدل ضربدری وICC :

$$C_{total} = (10 \times 3) + (5 \times 1) = 35\ pf$$

لازم به ذکر است تنها در سه طبقهٔ آخر مبدلICC از ساختار شکل ۵ استفاده شده است و دو طبقهٔ نخست این مبدل مانند شکل ۳ می باشد ،زیرا استفاده از ساختار شکل ۵ تنها برای آن طبقاتی که ترانزیستورهایNMOS آنها به خوبی روشن نمی گردد ،مفید است. در عین حال در ساختار مبدل پیشنهادی تنها ۶ خازن پمپ بار به همراه یک خازن به عنوان فیلتر در خروجی ، که همگی ۳pf می باشند و نیز ۳ خازنpf ۱ برای تأمین ولتاژ بدنه به کار گرفته شده است و این بدین معنی است که مبدل پیشنهادی حدود درصد سطح تراشهٔ کوچک تری را نسبت به سایر مبدل ها اشغال مینماید.

در مبدل پیشنهادی:

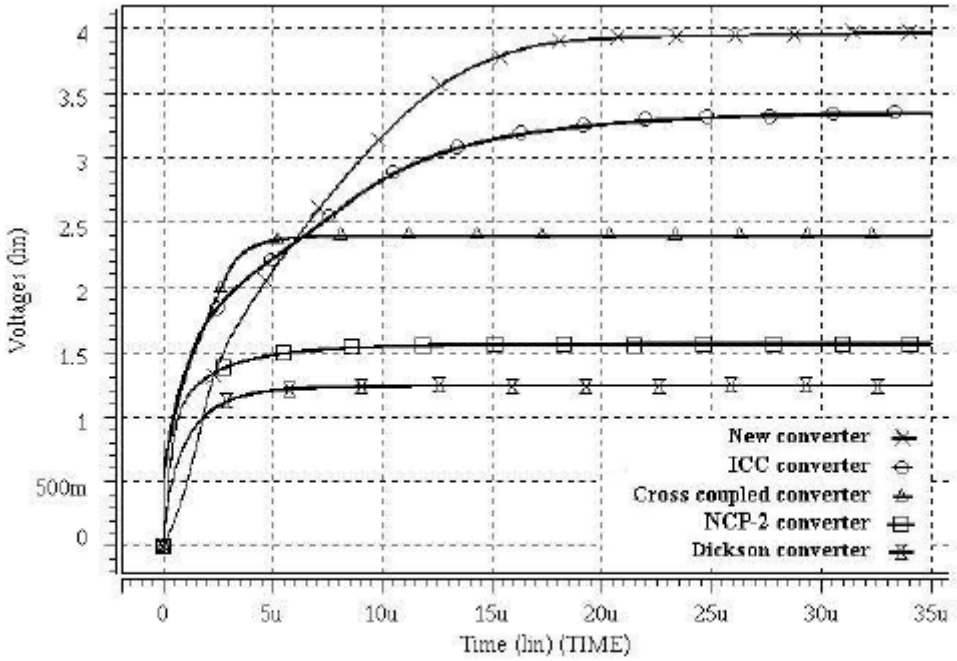
$$C_{total} = (6 \times 3) + (3 \times 1) + 3 = 24\ pf$$

کلیهٔ مبدل ها به ازای سه ولتاژ ورودی ۰,۹ ۱,۲ ۱,۵ ولت در فرکانسMHz ۲۰ و با جریان باراA ۱,۵ مورد تحلیل قرار گرفته اند .لازم به ذکر است دامنهٔVce در کلیهٔ تحلیل ها برابر V_{DD} می باشد.

شکل ۸ نتایج شبیه سازی مبدل ها را به ازای $V_{DD}=./۹v$ نشان می دهد .مطابق شکل ۸ سطح ولتاژ خروجی مبدل دیکسون با این که تعداد طبقات زیادی از آن را به کار گرفته ایم کمتر از $2V_{DD}$ به دست

آمده است . بدین ترتیب همچنان که پیش از این نیز اشاره شد مبدل دیکسون برای کاربردهای ولتاژ پائین

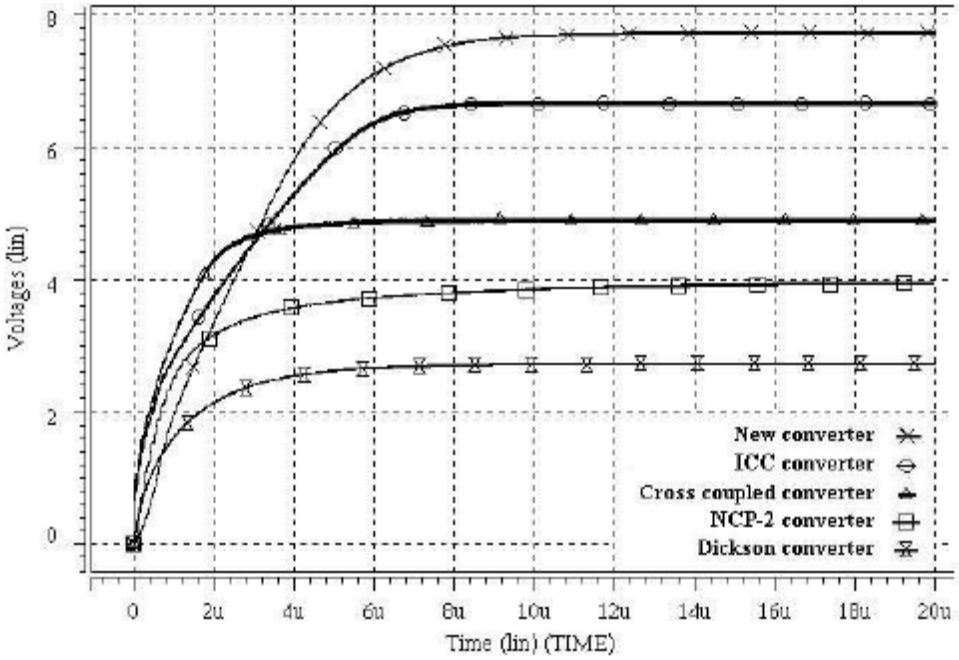
مناسب نمی باشد



شکل (۸) نتایج شبیه‌سازی مبدل‌ها به ازای V_{DD}=۰/۹V

WikiPower.ir

شکل (۸)همچنین نشان می دهد مبدل ها یی که از ساختار ضربدری استفاده می کنند به مراتب برای کاربردهای ولتاژ پائین مناسبتر می باشند .مبدل پیشنهادی برای کاربردهای ولتاژ پائین مناسبترین است چرا که با اشغال سطح تراشهٔ کوچکتر بالاترین سطح ولتاژ خروجی را در میان کلیهٔ مبدل ها داراست.



شکل (۹) نتایج شبیه‌سازی مبدل‌ها به ازای V_{DD}=۱/۲v

شکل (۹)نتایج شبیه سازی مبدل ها را به ازای۱/۲۷نشان می دهد .این شکل نیز مبین نتایجی است که از شکل (۸) به دست آمد ، در این شکل نیز مبدل پیشنهادی بالاترین بهرهٔ ولتاژ را در اختیار دارد. نتایج شبیه سازی مبد لها به ازای V_{DD}=۱/۵v در شکل ۱۰ نشان داده شده است

.مبدل دیکسون به د لیل افت ولتاژ دیودهای آن همچنان پائین ترین سطح ولتاژ خروجی را ارائه می دهد

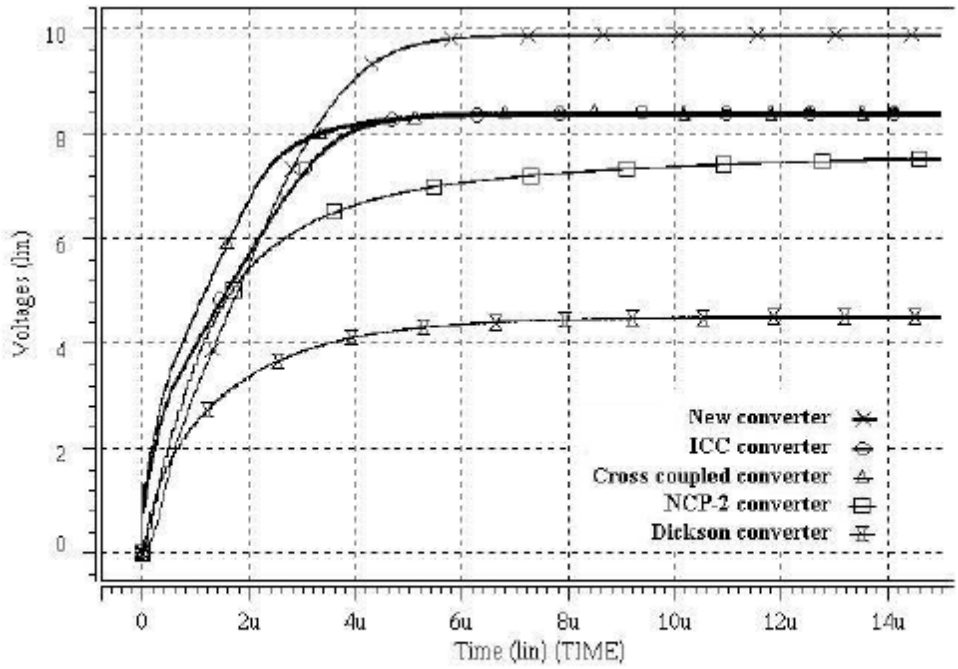
.به دلیل بزرگ تر شدن دامنهٔ ولتاژ ورودی و فاصله گرفتن آن از سطوح ولتاژ پائین ، مبدل NCP- ۲ عملکرد مناسبتری را نسبت به شرایط گذشته ارائه داده و همچنین خروجی دو مبدل ضربدری و ICC یکسان شده است.

.

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

از آنجا که مبدلICC برای بهبود عملکرد مبدل ضربدری در ولتاژهای پائین ارائه شده ،یکسان شدن خروجی این دو مبدل به ازای ولتاژهای ورودی بالا ، امری قابل پیش بینی بود.

مبدل پیشنهادی در این شرایط نیز بالاترین سطح ولتاژ خروجی را در اختیار دارد.



شکل (۱۰) نتایج شبیه‌سازی مبدل‌ها به ازای V_{DD}=۱/۵V

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

فصل پنجم

طراحی و ساخت یک مبدل DC-DC ولتاژ

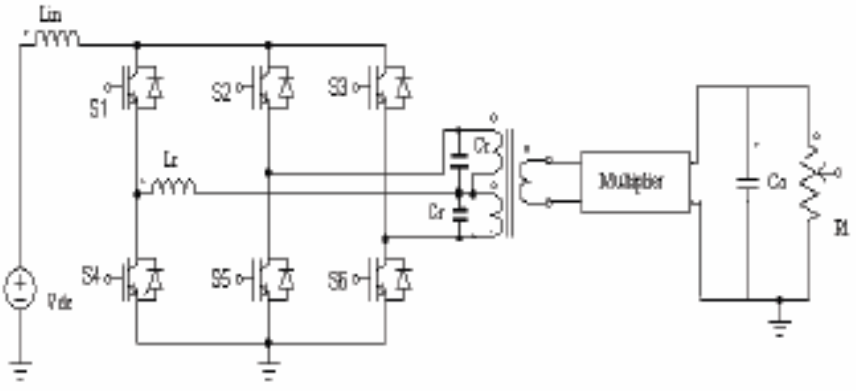
بالا با کلیدزنی نرم(ZCS)

خلاصه :در این قسمت یک مبدلDC-DC برای کاربردهای ولتاژ قوی و توان زیاد پیشنهاد شده است. مبدل جدید از نوع کلیدزنی در جریان صفر است .این مبدل از پارامترهای غیرایده آل ترانسفورمرنظیر سلف نشتی و خازن پراکندگی به عنوان المانهای رزونانس استفاده می کندو از کنترلPWM شیفت فاز با فرکانس ثابت برای حصول کلیدزنی نرم استفاده شده است.

در این مبدل تمام سوییچ ها در شرایطZCS خاموش می شود همچنین از یک مدار چند برابر کننده ولتاژ در طرف ثانویه ترانسفورمر استفاده شده تا علاوه بر کاهش نسبت دور ترانسفورمر، ولتاژ روی دیودهای یکسو ساز نیز کاهش یابد.

در این قسمت تحلیل حالت دایمی مبدل ارائه و مهمترین خصوصیات آن بررسی شده است و نتایج شبیه سازی های ارائه شده عملکرد صحیح مبدل را نشان می دهد.

مبدل پیشنهادی:



شکل (۱): نمای شماتیک ساده از مبدل پیشنهادی

همانطور که در شکل (1) نشان داده شده است ساختار کلی مبدل پیشنهادی از یک سلف ورودی نسبتاً بزرگ، یک تانک رزونانس در طرف ولتاژ ضعیف ترانسفورمر، شش کلید که به صورت سه شاخه مجزا قرار گرفته اند، شبکه دوبرابر کننده ولتاژ در خروجی، خازن فیلتر خروجی و بار تشکیل شده است.

برای داشتن چندین ولتاژ مختلف می توان از ترانسفورمرهای با تعداد دور متفاوت استفاده کرد اما برای سادگی تحلیل از مدل ساده شده آن استفاده می شود .

.

این مبدل دارای ده وضعیت عملکرد در یک سیکل سوییچینگ است، که به علت تقارن پنج بازه مربوط به زیر مشخص می شوند:

1-جریان سلف ورودی بدون ریپل است و می تواند به عنوان منبع جریان ثابت در نظر گرفته شود

2-ولتاژ خروجی ثابت است.

3-تمامی عناصر ایده آل هستند.

4-اندوکتانس نشتی ترانسفورمر، سلف رزونانس و خازن پراکندگی آن، خازن رزونانس مبدل است

3-عملکرد مبدل

وضعیت اول : عملکرد مدار با روشن بودن کلیدهای S1 ,S4 ,S5 ,S 6 در لحظهt0 اغاز می شود. از آنجا که ولتاژ خازن رزونانس برابر ولتاژ منتقل شده به اولیه است و مستقیماً روی سلف رزونانس می افتد جریان سلف رزونانس که همان جریان کلیدهای S_5 و S_6 است به صورت خطی و غیر رزونانسی کم می شوند تا به صفر برسند در این حالت سوئیچهای S_5 و S_6 می توانند به صورت ZCS این وضعیت تا زمانیکه جریان در سوییچهای S_5 و S_6 به صفر برسد ادامه دارد.

روابط این وضعیت به صورت زیر است.

$$i_{Lr}(t_o) = i_{S5} + i_{S6} = I_{in} \quad (۱)$$

$$i_{Lr}(t) = -\frac{nV_o}{mL_r}(t - t_0) + i_{Lr}(t_0) \quad (۲)$$

$$V_{cr1}(t) = \frac{n}{m}V_0 \quad (۳)$$

$$V_{cr2}(t) = -\frac{n}{m}V_0 \quad (۴)$$

$$n = \frac{N_p}{2N_s} \quad (۵)$$

mدر رابطه بالا بهره مدار چند برابر کننده وn بهره ترانسفورمر است. میزان همپوشانی سوییچها S_4 با S_5 و S_6 باید آنقدر باشد تا جریان کلیدهابتواند صفر شده و تحت zcs خاموش شوند .این مدت زمان از رابطه زیر به دست می آید

$$t_1 - t_0 = \frac{I_{in}}{\frac{nV_0}{mL_r}} \qquad (۶)$$

وضعیت دوم : در این حالت کلیدهای S_1 و S_4 روشن هستند و سلف ورودی انرژی ذخیره می کند طول این وضعیت بر حسب شرایط ولتاژخروجی متغیر است به طوریکه افزایش در مدت زمان این بازه موجب افزایش انرژی ذخیره شده، در سلف ورودی شده که با انتقال این انرژی به خروجی، ولتا ژ خروجی افزایش می یابد .بعداً مشاهده می گردد که افزایش طول این بازه موجب کاهش مدت زمان وضعیت چهارم می شود .این وضعیت با روشن شدن کلیدهای S_2 و S_3 در زمان t_2 به پایان می رسد در این وضعیت ولتاژ خازن و جریان سلف رزونانس به صورت زیر است:

$$i_{Lr}(t) = 0 \qquad (۷)$$

$$V_{cr1}(t) = \frac{n}{m}V_0 \qquad (۸)$$

$$V_{cr2}(t) = -\frac{n}{m}V_0 \qquad (۹)$$

وضعیت سوم : این وضعیت با روشن شدن کلیدهای S_2 و S_3 آغاز می شود .به این ترتیب جریان کلید S_1 به صورت رزونانسی تغییر می کند S_1 و S_2 و S_3در این بازه به منظور انتقال انرژی همپوشانی دارند و جریان سلف تا $-I_{in}$ نوسان می کند .در این حالت جریان کلی S_1 دصفر می شود و این فرصت به وجود می آید که کلید S_1 در حالت ZCS خاموش شود . وضعیت سوم زمانی که کلید S_1 خاموش می شود به پایان می رسد،در این حالت ولتاژ خازنهای رزونانس و جریان سلف رزونانس توسط رابطه های (۱۰)، (۱۱) و (۱۲) به دست می آید .

درروابط فوق Z_0 امپدانس رزونانس و ω_0فرکانس زاویه ای رزو نانس است باید توجه داشت که همپوشانی کلیدهای S_1 و S_2 باید آنقدر طولانی باشد تا جریان سلف رزونانس به $-I_{in}$ برسد و کلید بتواند تحت شرایط ZCSخاموش شود . طول بازه این وضعیت از رابطه 15 به دست می آید.

$$i_{Lr}(t)=i_{S2}+i_{S3}=\frac{-2nV_o}{mZ_0}Sin(\omega_0(t-t_2)) \quad (۱۰)$$

$$V_{Cr1}=\frac{n}{m}V_0Cos(\omega_0(t-t_2)) \quad (۱۱)$$

$$V_{Cr2}=-\frac{n}{m}V_0Cos(\omega_0(t-t_2)) \quad (۱۲)$$

$$Z_0=\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (۱۳)$$

$$\omega_0=\frac{1}{\sqrt{L_rC_r}} \quad (۱۴)$$

$$(t_3-t_2)=Sin^{-1}(\frac{I_{in}Z_0}{\frac{2n}{m}V_0}) \quad (۱۵)$$

وضعیت چهارم(بازه دشارژ خازن) :

خروجی این وضعیت با خاموش شدن S_1 آغاز می شود .در این وضعیت خازن رزونانس به طور خطی دشارژ می شوند این بازه، زمانی که خازن ها دشارژ می شوند به پایان می رسد و اجازه می دهد که در وضعیت بعدی انرژی به خروجی انتقال یابد .وضعیت ۴ هنگامی به پایان می رسد که ولتاژ خازن ها به مقدار $\frac{n}{m}V_0$ رسد و انرژی به خروجی انتقال یابد . طول این بازه از رابطه (18)به دست می آید

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

$$V_{Cr1}(t_4) = -\frac{I_{in}}{2C_r}(t - t_3) + \frac{n}{m}V_0 Cos(\gamma) \quad (۱۶)$$

$$V_{Cr2}(t_4) = +\frac{I_{in}}{2C_r}(t - t_3) - \frac{n}{m}V_0 Cos(\gamma) \quad (۱۷)$$

$$i_{Lr}(t) = -I_{in} \quad (۱۸)$$

$$(t_4 - t_3) = \frac{2nV_0C_{r1}(1 + Cos(\gamma))}{mI_{in}} \quad (۱۹)$$

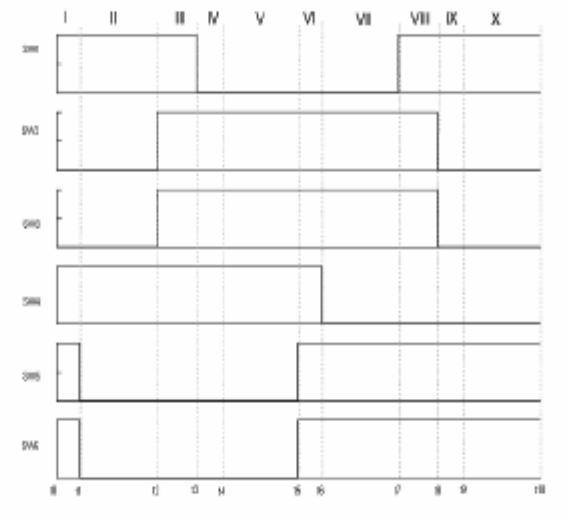
وضعیت پنجم : در این وضعیت انرژی سلف ورودی به خروجی انتقال می یابد. شبیه مدل بوست نیم سیکل دوم سوییچینگ، وضعیتهای۶ تا ۱۰ دوگان پنج وضعیت اولی هستند . شکل (2)شکل موجهای فرمان سوییچهاست .شکل (3) نیز ولتاژ خازن و سلف رزونانس مبدل را نشان می دهد

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

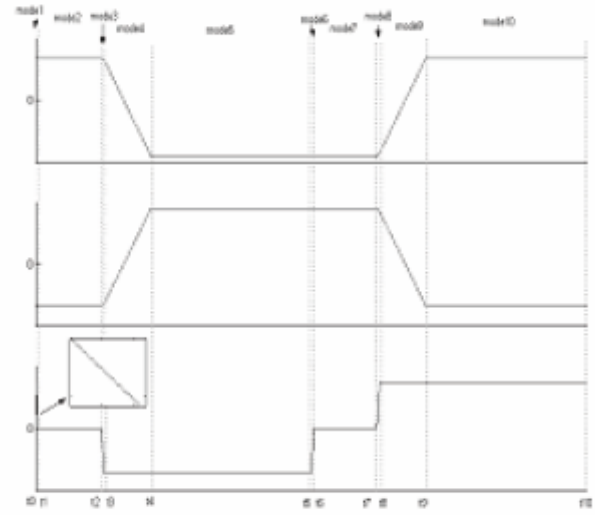
$$i_{Lr}(t) = -I_{in} \quad (۲۰)$$

$$V_{Cr1}(t) = -\frac{n}{m}V_o \quad (۲۱)$$

$$V_{Cr2}(t) = +\frac{n}{m}V_o \quad (۲۲)$$



شکل (۲): شکل موج فرمان سوییچها



شکل (۳): شکل موجهای اصلی مبدل پیشنهادی

۲-تحلیل حالت دائمی

برای دریافت فایل wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

طول سه بازه از پنج بازه نیم سیکل کلیدزنی توسط روابط ذکر شده به دست می آید برای به دست آوردن زمان دو بازه دیگر دو معادله دیگرمورد نیاز است معادلات(۶) (۱۵) (۱۹) مقدار ثابتی را برای وضعیتهای 3,1 و 4 به دست می آورد .با متوسط گیری جریان خروجی رابطه (23) و همچنین نوشتن مجموع طول بازه ها و برابر نیم پریود قرار دادن مجموع طول آنهارابطه(24) ، مدت زمان دو وضعیت دیگر به دست می آید.

$$I_0 = \frac{0.5 * (t_1 - t_0)nI_{in} + nI_{in}(t_5 - t_4)}{\frac{T_S}{2}} \quad (۲۳)$$

$$\frac{T_S}{2} = (t_1 - t_0) + (t_2 - t_1) + (t_3 - t_2) + (t_4 - t_3) + (t_5 - t_4) \quad (۲۴)$$

با داشتن طول تمام بازه ها می توان به کمک نرم افزارMATLAB رفتار مبدل را بررسی کرده و مبدل را برای ولتاژهای مختلف خروجی طراحی کرد.

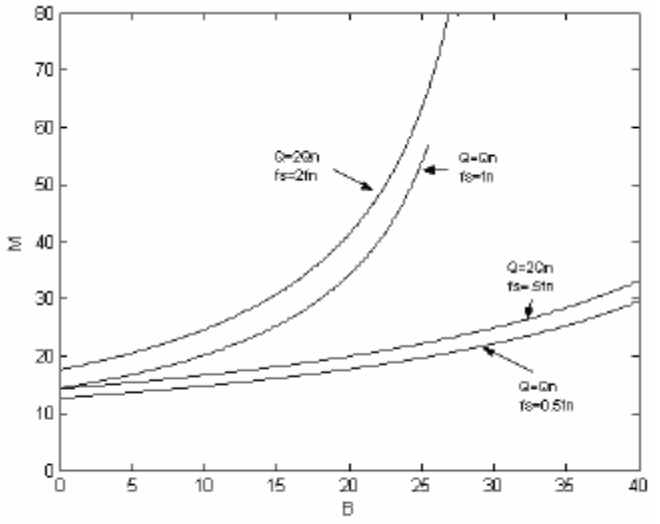
روابط استفاده شده درMATLAB به صورت زیر است.

$$M_n = \frac{V_O}{mV_{in}} = m\frac{I_{in}}{I_O}$$

$$Q_n = \frac{R_{LOAD}}{Z_0}$$

$$f_n = \frac{f_S}{f_0}$$

در روابط ذکر شده M_n ،Q_n و f_n به ترتیب بهره و بار و فرکانس کلیدزنی نرمالیزه شده هستند



شکل (۴): منحنی تغییرات بهره بر حسب شیفت فاز

همانطور که مشاهده می گردد با داشتن M_n و Q_n زمان هر وضعیت به دست می آید .با استفاده از روابط فوق بهره مدار بر حسب تغییرات β به ازای مقادیر مختلف Q و f_s در شکل 4 نشان داده شده است مشاهده می شود که افزایش βبا افزایش بهره رابطه مستقیم دارد و مشابه رابطه ضریب وظیفه و بهره در مبدل بو ست است .

به علاوه آشکار است که افزایش بار سبب کاهش محدوده تنظیم بار برای فرکانس ثابتfn می شود با این حال کاهش غیرخطی است و دو برابر کردن بار سبب کاهش بهره از 80 به 50 می شود

.همچنین کاهش فرکانس نیز موجب کاهش شدید بهره می شود و محدوده تنظیم را شدیداً تحت تأ ثیر قرار فرکانس کلیدزنی کوچکتر به معنای افزایش طول بازه چهارماست و در نتیجه بهره کاهش می یابد .

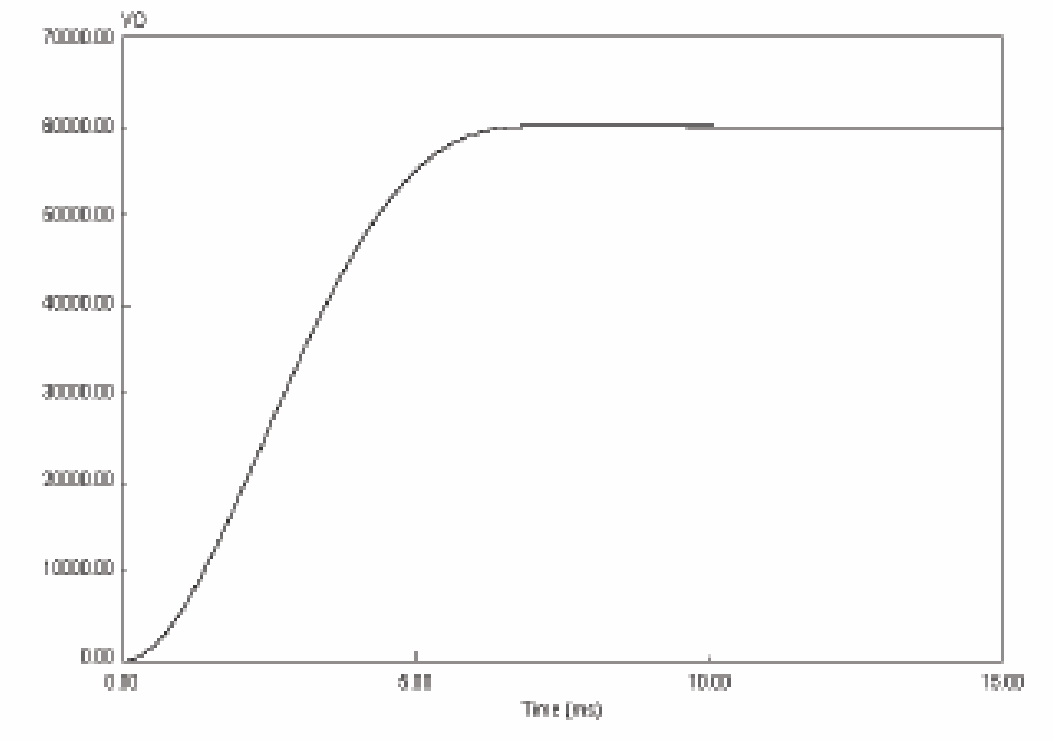
نکته دیگری که قابل بحث است این است کهβ و M_n نمی تواند بطور نامحدود افزایش یابند زیرا آرگومان $\arcSin$در رابطه (15) برای شرایط ZCS یک حد بالایی برای M_n به خاطر n و Q_n ایجاد می کند ثانیاً

جمع طول 5 بازه ثابت و برابر نیم سیکل کلیدزنی است در نتیجه افزایش β موجب کاهش بازه های دیگر می شود و β قطعاً کوچکتر از نیم سیکل سوییچینگ است

۵-شبیه سازی مبدل پیشنهادی

مبدل پیشنهادی برای یک کاربرد خاص(TWT) و خروجی50 کیلوولت شبیه سازی شده است .شکل (5)ولتاژ خروجی مبدل را نشان می دهد .شکل (6) جریان و ولتاژهای رزونانس مبدل را نشان می دهد همانطور که مشاهده می شود شکل موجها دقیقاً شبیه شکل موجهای به دست آمده از طریق محاسبه است .شکل (7)ZCSدر سوییچ S4رانشان می دهد .شکل (8) شکل موج جریان سلف ورودی است

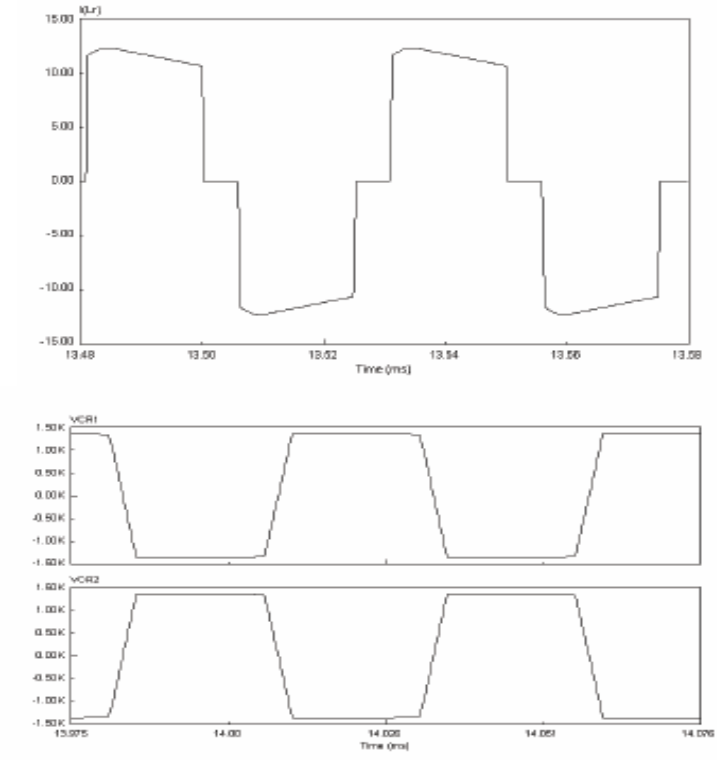
WikiPower.ir



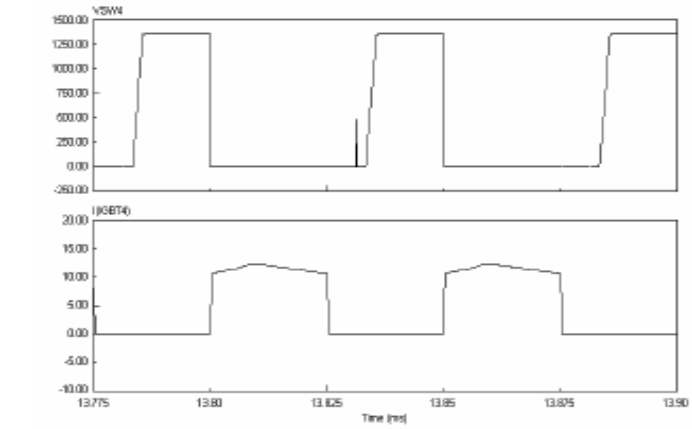
شکل (۵): شکل موج ولتاژ خروجی بر حسب زمان

WikiPower.ir

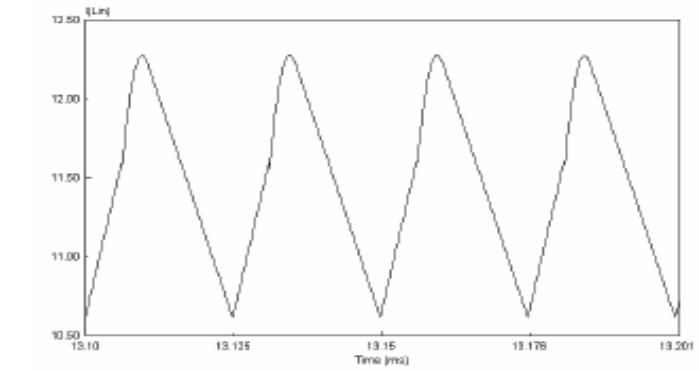
برای دریافت فایل wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه



شکل (۶): جریان سلف رزونانس و ولتاژهای خازن رزونانس مبدل



شکل (۷): ZCS در سوییچ S_4



شکل (۸): شکل موج جریان سلف ورودی

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

۶-نتیجه گیری

در این قسمت یک مبدلDC-DCتمام پل با کلیدزنی نرم و با کنترلPWMبرای کاربردهای ولتاژ بالا ارایه شده است .مبدل پیشنهادی ازنوع منبع جریان بوده و سلف فیلتر خروجی به راحتی حذف می شود. به این ترتیب از حجم و قیمت مبدل کاسته شده است .از طرفی این مبدل پارامترهای پارازیتی ترانس ولتاژ بالا را به خوبی توسط تانک ولتاژ استفاده شده است تا علاوه بر افزایش ولتاژ خروجی، ولتاژ دو سردیودهای طرف ولتاژ بالای ترانسفورمر کاهش یابد و از اثرات منفی بازیافت معکوس دیودها جلوگیری شود .تحلیل حالت دائمی مبدل مذکور ارایه شده است .مهمترین ویژگی این مبدل پیشنهادی ایجادشرایط ZCSبرای تمام سوییچهای مبدل است که برای سوییچهای IGBTبسیار مناسب است.

۷-نتایج عملی

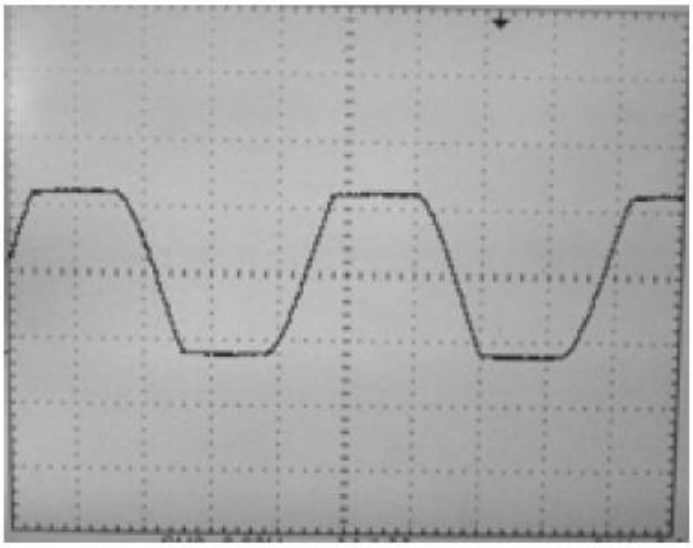
برای اثبات عملکرد صحیح مبدل یک نمونه (200) وات در فرکانس کیلوهرتز از آن ساخته شده است شکل(9) المانهای استفاده شده در مبدل نمونه در جدول(۱) آورده شده است. شکلهای(۱۰) (۱۱) (۱۲) به ترتیب شکل موجهای ولتاژ خازن رزونانس، جریان سلف رزونانس و جریان سلف ورودی است. شکل(۱۳) ولتاژ و جریان درین سورس را در سوییچ اول نشان می دهد، شکل(۱۴) ولتاژ و جریان درین-سورس را در سوییچ پنجم، نشان می دهد

همانطور که درشکلها مشاهده می شود در تمام سوییچها جریان هنگام خاموش شدن صفر است و شکل موجهای عملی بسیار نزدیک به نتایج شبیه سازی است، به طوریکه نتایج تئوری و شبیه سازی مبدل را تاییدمی کند

برای دریافت فایل wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

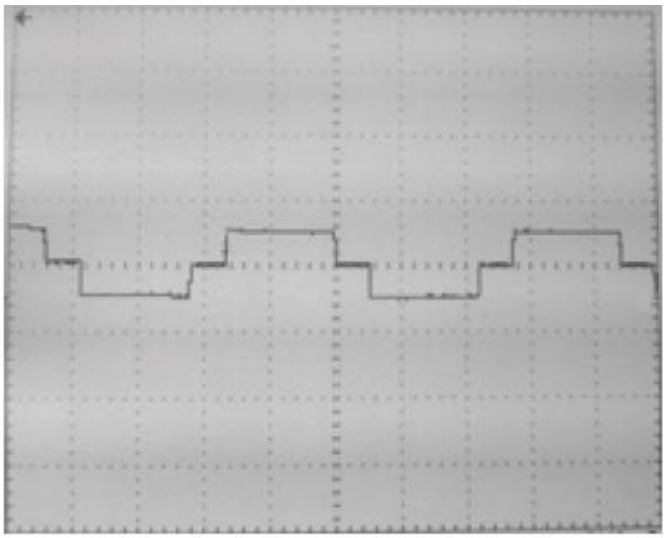
جدول (۱)مشخصات المانهای مبدل

COMPONENTS	PART NAME/ VALUE
S_1-S_6	IRF740
D_1-D_4	MUR460
L_{in}, L_{m1}	1mH
Co	220uF
D_{s1}-D_{s4}	MUR460
L_r	20uH
C_{r1},C_{r2}	10nF
n	1:4



شکل (۱۰): شکل موج ولتاژ خازن رزونانس (مقیاس: 100V/div)

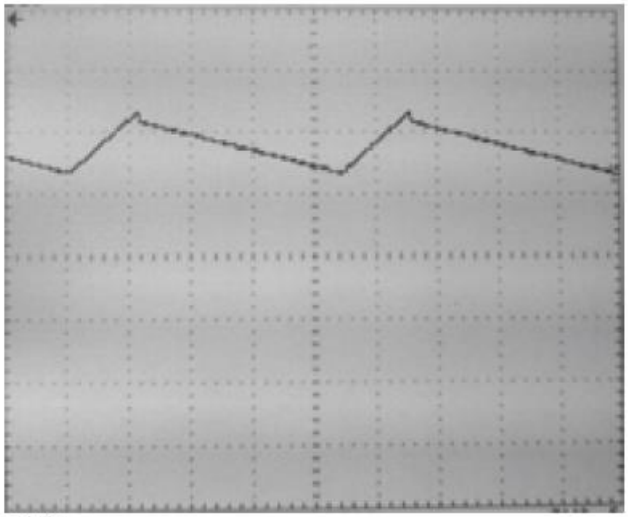
برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه



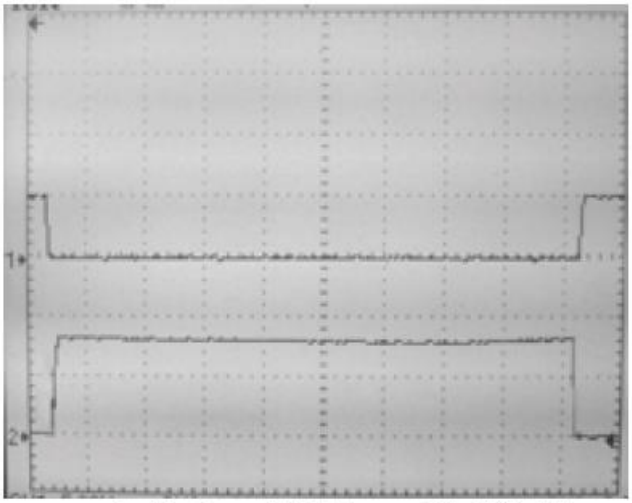
شکل (۱۱): شکل موج جریان سلف رزونانس (مقیاس: 6A/div)

WikiPower.ir

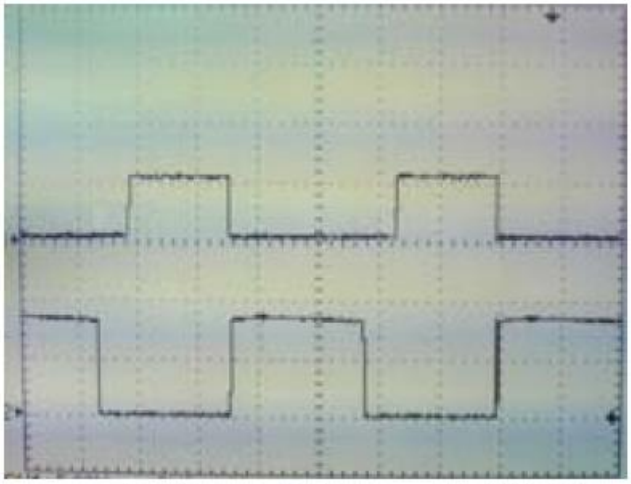
برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه



شکل (۱۲): شکل موج جریان سلف ورودی (مقیاس: 1.5A/div)



شکل (۱۳): شکل موج ولتاژ (بالا) و جریان (پایین) درین- سورس سوییچ اول (مقیاس: 400V/div or 2A/div)

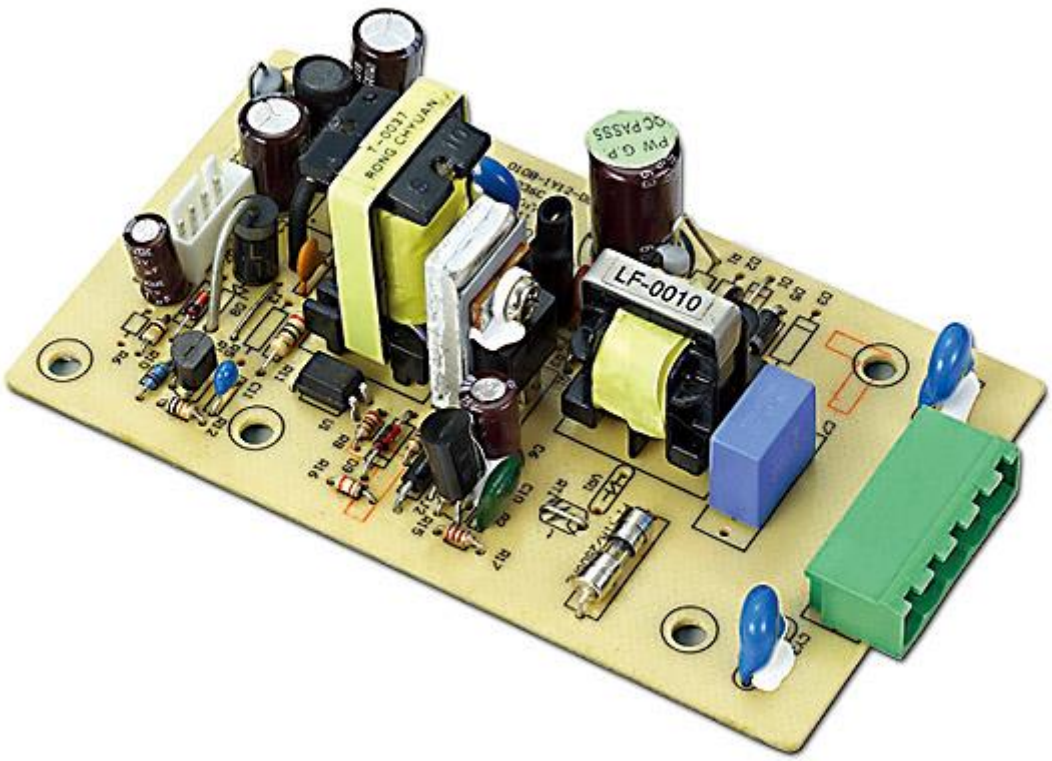


شکل (۱۴): شکل موج ولتاژ (بالا) و جریان (پایین) درین- سورس S_5 (سوییچ پنجم) (مقیاس: 400V/div or 2A/div)

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

فصل ششم

بحث و نتیجه گیری



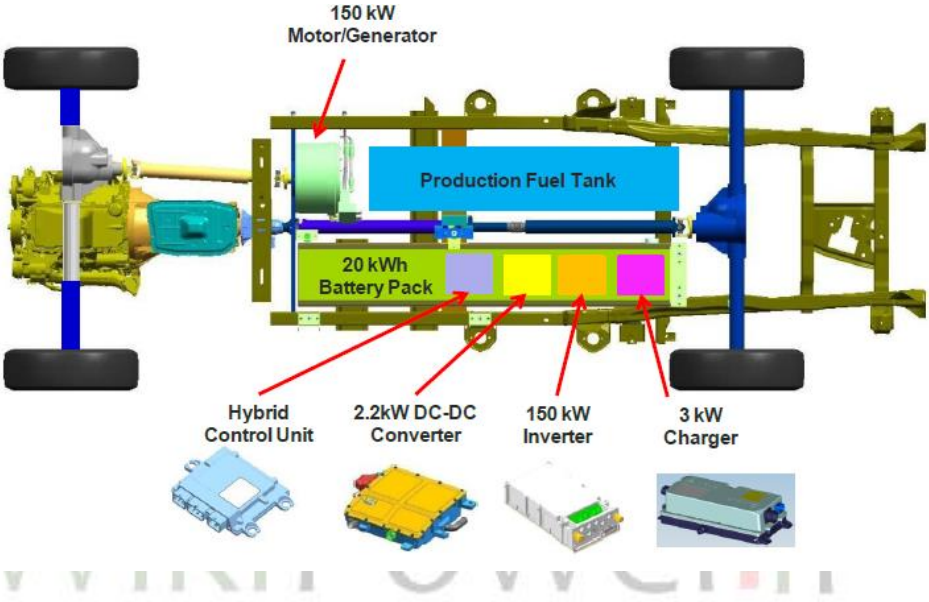
تعریف مبدلهایDCبهDC: (به طور خلاصه)

مبدلهای DC-DC وسیله‌های الکترونیکی هستند که هنگامیکه ما می‌خواهیم برای کارایی بهتر نیرو الکترونیکی V dc را از یک سطح ولتاژ به سطح ولتاژ دیگری تغییر دهیم استفاده می‌شوند (کاربرد دارند).

برای دریافت فایل wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

نکته مهمی که باید در مورد تمام مبدلهای DC-DC باید یادآور شویم این است که مثل یک ترانسفورماتور لازم است فقط ولتاژ ورودی را به سطح ولتاژ مختلف تغییر دهند.

(مبدل DCبه DCکاهنده در خودروی هیبریدی)



انواع مبدلهایdcبه dcبه طور کلی

۱- مبدل buck :این مبدل برای کاهش ولتاژ استفاده می‌شود مثلا جاهایی هستند که 24^{V} DC را از یک باتری کامیون باید به 12^{V}DC کاهش دهیم تا یک رادیو ما شین را به کار اندازیم و ترانسیور CB یا موبایل جایی که 12^{V}DC از یک باتری ماشین باید3^{V}DC کاهش یابد تا یکDC plyer شخصی را به راه اندازیم؛ و جایی که 5^{v}DC روی یک کامپیوتر شخصی (مادر برد) 340^{V}DC بوسیله مبدل برق $AC240^{V}$ بدست می‌آید باید به 12^{V}, 5^{V} و دیگر ولتاژهایDC

بعنوان قسمتی از منبع pc کاهش یابد.

۲:boost- مبدل

مبدل boost برای افزایش ولتاژ استفاده می‌شود و جایی که 1.5^{v} از یک سلول ساده باید به 5^{v} یا بیشتر افزایش یابد تا بکار اندازیم مدارات الکتریکی جایی که 6^{v} یا $DC9^{v}$ باید افزایش یابد. تا$500^{v}DC$ یا بیشتر و تا فراهم کنیم یک ولتاژ تست نصب و جایی که $DC12^{v}$ افزایش یابد به $+/-40^{v}$ یا بیشتر تا به راه اندازیم مدار تقویت‌کننده‌های ماشین؛ یا جایی که $12^{v}DC$ باید افزایش یابد به $DC650^{v}$ یا بیشتر بعنوان یک:

۳ :buck – boost- مبدلهای

مبدلهای buck – boost برای کاهش و هم افزایش می‌تواند مورد استفاده قرار می گیرند اما پلاریته ولتاژها ضروری است که عکس یکدیگر باشند یا معکوس‌کننده.

نیزبه دو دسته تقسیم می شوند:

۱-۳buck – boost مبدلهای :

مبدل Flyback مبدل گسترش یافتهٔ Buck –Boost است.این مبدل با ذخیرهٔ انرژی در سلف در طول زمان روشن بودن کار می‌کند و در طول خاموش بودن آن انرژی را به خروجی منتقل می‌کند. با ترانزیستور انرژی ذخیره شده توسط خاصیت مغناطیسی هسته نگهداری می‌شود. برای افزایش دادن انرژی ذخیره شده، از هستهٔ شکاف‌دار استفاده می‌شود

۳-۲مبدل Forward

مفهوم مبدل Forward این است S یک ترانسفوماتور ایده‌آل، ولتاژ ورودی A_C را به ولتاژ خروجی ثانویه ایزوله شده تبدیل کند در این مقاله در مورد چند نمونه ازمبدلهای افزاینده وکاهنده نام برده شده که بطور خلاصه به شرح زیر است:

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

۱-مبدلDCساده با استفاده از NE555

این یک نوع مبدل افزاینده بسیار ساده است که می تواند سطح ولتاژ5Vرابه حدود10Vبر ساند که ازآن میتوان در تولیدیک ولتاژDC از ۵ولت که در بیشتر سیستمهای کامپیوتری موجود است استفاده کرد

۲-مبدل توان پایین با استفاده ازLM261MIC

LM261MIC مبدل DC-DC کاهنده‌ای است که در مدارهای قدرتی که از یک سلول lithium –lon جداگانه تشکیل شده‌اند بیشترین استفاده را دارد. آن ولتاژ ورودی را به 2.8v تا 5.5v و ولتاژ خروجی را به 1.5v تا 3.6v در جریان کاهش می‌دهد. ولتاژ بیرونی جداســازهای فیدبک مقاومتی ا ستفاده می شود. این و سیله در سه مورد مختلف برای تلفن‌های موبایل و تجهیزات پرتابل م شابه کاربرد دارد.

WikiPower.ir

۳- مبدلDC/DC سوئیچ خازنی جدید ولتاژ پائین مجتمع با سطح تراشهٔ کوچک و بهرهٔ بالا:

یک مبدلDC/DC جدید با بهرهٔ بالاکه از مهم ترین مزایای این مبدل , نیاز به سطح تراشهٔ کمتر در مقایسه با سایر انواع این مبدل ها است.

مبدل ها یDC/DC سوئیچ خازنی بر خلاف منا بع تغذیهٔ سوئیچینگ , برای تغییر سطح ولتاژDC تنها از خازن و ترانزیستور به عنوان سوئیچ بهره می برند و هیچ عنصر مغناطیسی در ساختار آنها وجود ندارد .همین امر امکان ساخت آنها را در وزن و حجم کم و حتی به طور مجتمع به طور منا سبی فراهم کرده است.

مبدل های DC/DC سوئیچ خازنی مجتمع برای تغذیهٔ حافظه های غیرفرار ۱ ,تأمین ولتاژ لازم جهت فرمان سوئیچ های آنالوگ و نیز در سیستم های نیازمند به چند سطح ولتاژ که فقط یک تغذیه برای آنها در نظر گرفته شده، کاربرد دارند

۴- مبدل DC-DC ولتاژ بالا وتوان بالا با کلیدزنی نرم(ZCS) :

یک مبدلDC-DC برای کاربردهای ولتاژ قوی و توان زیاد استفاده می شود. . این مبدل از پارامترهای غیرایده آل ترانسفورمرنظیر سلف نشتی و خازن پراکندگی به عنوان المانهای رزونانس استفاده می کندو از کنترلPWM شیفت فاز با فرکانس ثابت برای حصول کلیدزنی نرم استفاده شده است.

ویژگی این مبدل پیشنهادی ایجاد شرایط ZCSبرای تمام سوییچهای مبدل است که برای سوییچهای IGBTبسیار مناسب است.

WikiPower.ir

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

مراجع:

[1] S.D.Johnson, "Comparison of resonant topology in high voltage DC application", IEEE Trans. on Aero. Space and Elect. Sys., pp.263-274, May 2008.

[2] B.S.Nathan, V.Ramanarayanan, "Analysis, simulation and design of series resonant converter for high voltage applications", IEEE/ICIT, 2003.

[3] J.A.Pamilio, J.B.Pagan, "Resonant high voltage source working at resonance for pulse laser", PESC, pp.1627-1635, 1996.

[4] V.Garia, "An optimized DC to DC converter topology for high voltage pulse load application", PESC, pp.1413-1421, 1994

[5] A.Bendre, S.Norris, D.Divan, "New high power DC_DC converter with loss limited switching and lossless secondary clamp", IEEE Trans. on Pow. Elec., Vol.18, July 2007