

مبدل‌های کلید زنی



اهداف این فصل

- آشنایی با مبدل‌های کلیدزنی و ساختمان مبدل در آنها
- عملکرد چند ربعی مبدل‌های کلیدزنی
- مبدل‌های منبع ولتاژ (VSC) و مبدل‌های منبع جریان (CSC)
- روش‌های مختلف مدولاسیون (ولتاژ) و کنترل ولتاژ
- مباحث هارمونیک
- کنترل جریان (هیستریسز)
- مبدل push-pull

مقدمه

- کاربردهای عمده مبدل‌های کلیدزنی (اینورتر):
 - محرکه های الکتریکی ac: (ac motor drive)
 - منابع تغذیه ac بدون وقفه (UPS)
- هدف:
 - تولید ولتاژ ac با ولتاژ و فرکانس قابل تنظیم

- مثال) در روش کنترلی V/f برای موتور القایی، نیاز است تا هم اندازه ولتاژ و هم فرکانس را تنظیم کند

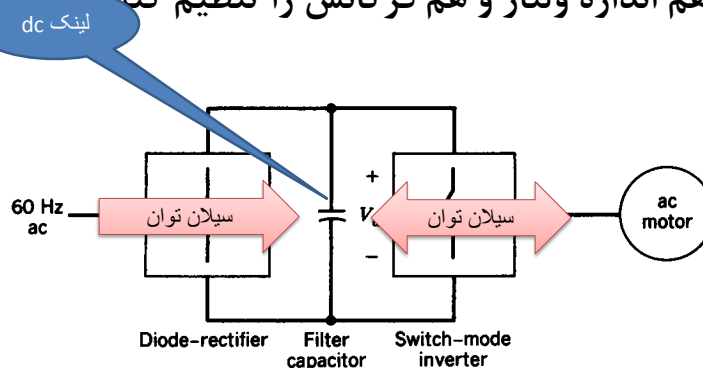


Figure 8-1 Switch-mode inverter in ac motor drive.

- اگر بخواهیم هنگام ترمز کردن انرژی جنبشی ماشین را به منبع ac بازگردانیم:
 - باید به جای یک سوساز دیودی، از دو یکسوساز تایریستوری پشت به پشت استفاده کنیم (عملکرد دوربعی)
 - یا از مبدل کلیدزنی استفاده کنیم.

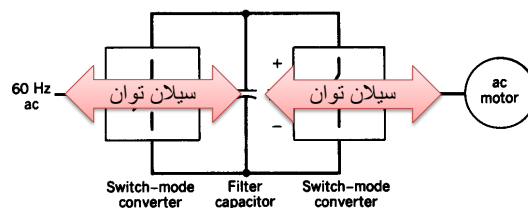


Figure 8-2 Switch-mode converters for motoring and regenerative braking in ac motor drive.

اصول کلی

- فرض کنید خروجی پس از فیلتر شدن، سینوسی کامل باشد و بار سلفی باشد.
- عملکرد در چهار ربع پیش می آید.

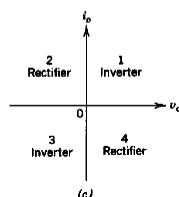
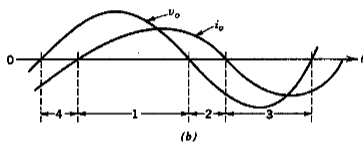
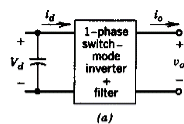


Figure 8-3 Single-phase switch-mode inverter.

نقطه وسط فرضی است و
بجز اینورتر تکفاز،
معمولا وجود ندارد

- آرایش مناسب برای عملکرد در چهار ربع
- یک ساق نشان داده شده است.
- معمولا، خالص انتقال توان از سمت dc به ac است، لذا اینورتر نامیده می شود.

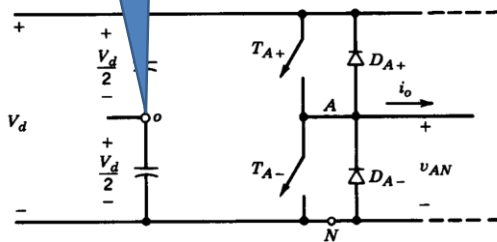


Figure 8-4 One-leg switch-mode inverter.

- اینکه کلیدهای T_{A+} و T_{A-} چگونه و به چه ترتیب روشن و خاموش می شوند، شکل موج و اندازه ولتاژ خروجی تعیین می گردد.

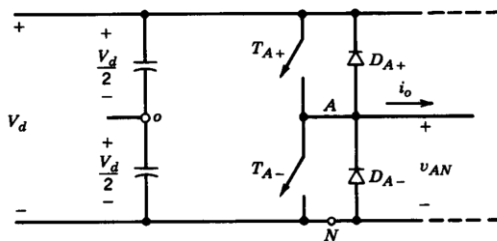
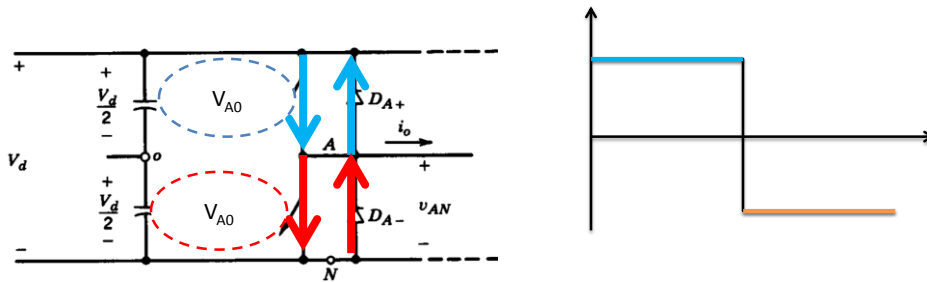


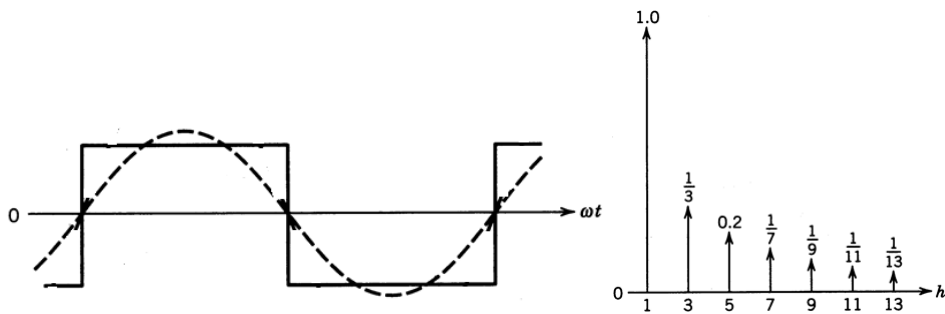
Figure 8-4 One-leg switch-mode inverter.

مدولاسیون پهنای پالس (PWM)

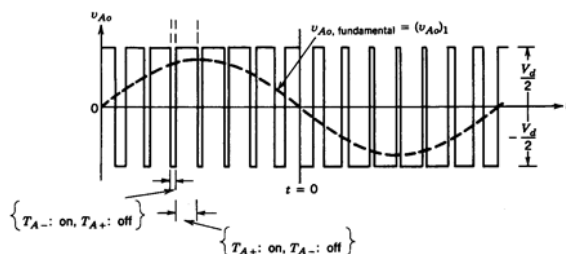
- اگر نیمه بالایی هدایت کند ولتاژ V_{A0} مثبت $(+V_d/2)$ است.
- اگر نیمه پایینی هدایت کند ولتاژ V_{A0} منفی $(-V_d/2)$ است.



- مولفه اصلی این شکل موج سینوسی است. ولی شکل موج به مولفه اصلی خود شباهت زیادی ندارد و محتوای هارمونیک زیادی دارد و دامنه مولفه های هارمونیک علی الخصوص هارمونیک سوم بزرگ است.



- اگر هدایت در نیم سیکل مثبت را بین دو بخش بالا و پایین هر ساق تقسیم کنیم آنگاه محتوای هارمونیکی خروجی کاهش می یابد.
- به این نحوه روشن و خاموش کردن کلیدها، مدولاسیون پهنای پالس می گوییم.

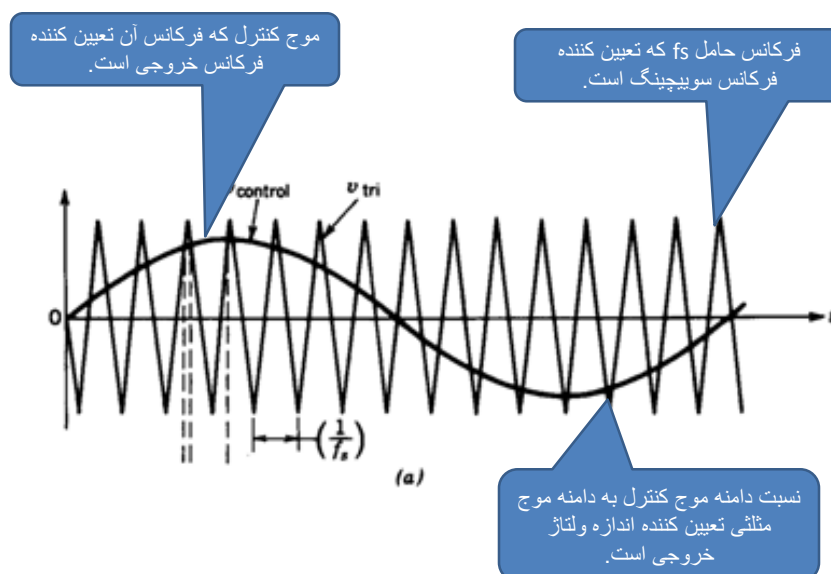


چرا مدولاسیون پهنای پالس؟

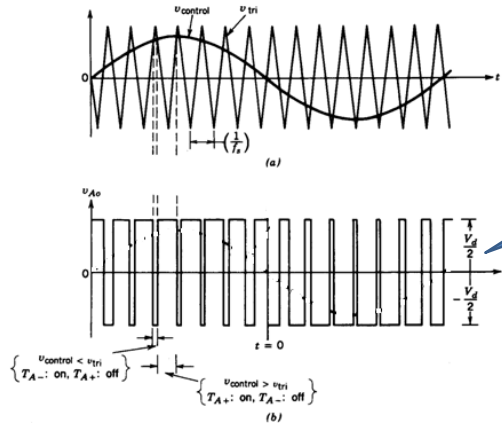
- از مدولاسیون به دنبال رسیدن به نتایج زیر هستیم:
- نزدیک کردن شکل موج ولتاژ خروجی به سینوسی
- حذف هارمونیکها (ی خاص) یا کاهش هارمونیکها
- فرستادن محتوای هارمونیکی به فرکانسهای بالا و در نتیجه کوچکتر شدن فیلترها
- کنترل اندازه و فرکانس ولتاژ خروجی

• الگوی روشن و خاموش کردن کلیدها:

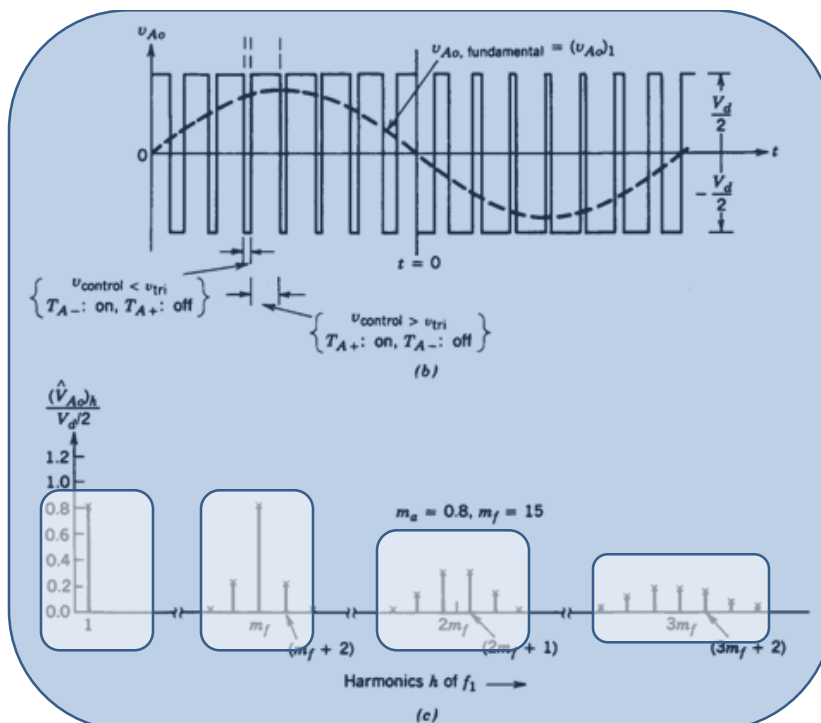
- یک موج مثلثی فرکانس بالا را با یک موج مبنا مقایسه می کنیم.
- به موج مثلثی فرکانس بالا، موج حامل می گوییم.
- به فرکانس موج مثلثی (f_s) ، فرکانس حامل یا سوییچینگ می گوییم.
- به موج مبنا موج کنترل می گوییم و فرکانس آن برابر با فرکانس مورد نظر برای خروجی (f_1) است.

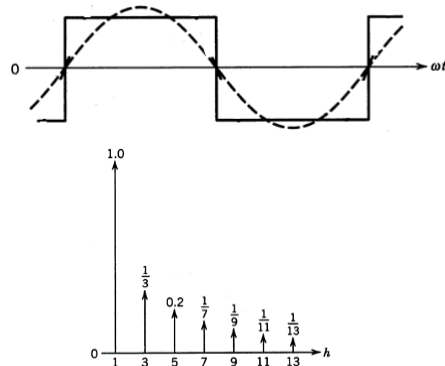
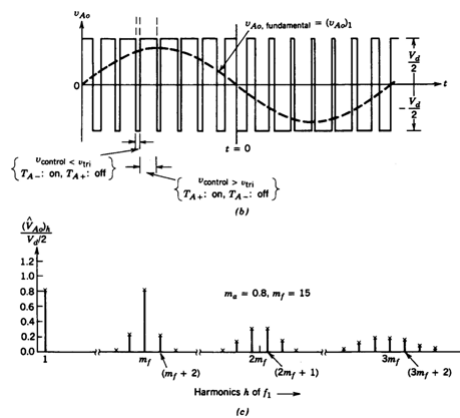


- در یک لحظه، اگر سیگنال کنترل از مثلی بزرگتر بود کلید بالا را روشن می کنیم و اگر کوچکتر بود کلید پایین را روشن می کنیم.



ولتاژ خروجی، که به شکل موج سینوسی نزدیکتر است. اگر بسط فوریه آنرا بدست آوریم مشاهده می کنیم که هارمونیکها به فرکانسهای بالا منتقل شده اند.



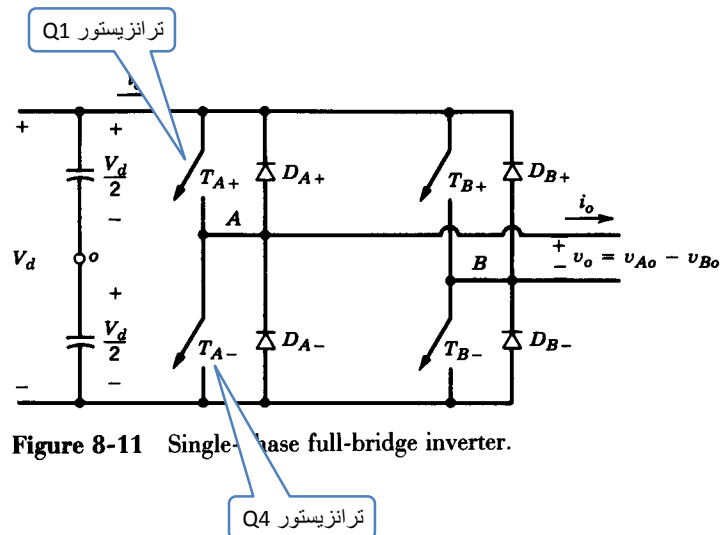


فیلتر کردن هارمونیکهای
فرکانس بالا ساده تر است و به
فیلتر های کوچتری نیاز است.

انواع روشهای مدولاسیون عرض پالس

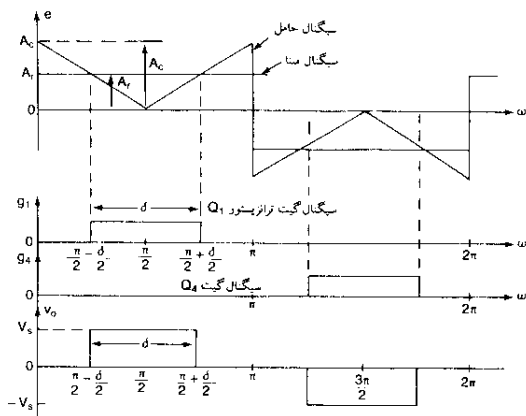
- مدولاسیون تکی عرض پالس
- مدولاسیون چندتایی عرض پالس (یکنواخت عرض پالس)
- مدولاسیون سینوسی عرض پالس
- مدولاسیون سینوسی تصحیح شده عرض پالس
- کنترل جابجایی فاز

انواع روشهای مدولاسیون عرض پالس



مدولاسیون تکی عرض پالس

- در هر نیم سیکل تنها یک پالس وجود دارد . برای کنترل خروجی، عرض پالس کنترل می شود.



شکل ۹-۸ مدولاسیون
مفرد عرض پالس

مدولاسیون تکی عرض پالس

- اندیس مدولاسیون (نسبت اندازه مدولاسیون): نسبت دامنه سیگنال کنترل به دامنه موج مثلثی

$$m_a = \frac{V_{control}}{V_{tri}}$$

- نسبت فرکانس مدولاسیون: نسبت فرکانس موج مثلثی به فرکانس سیگنال کنترل (فرکانس خروجی)

$$m_f = \frac{f_s}{f_1}$$

مدولاسیون تکی عرض پالس

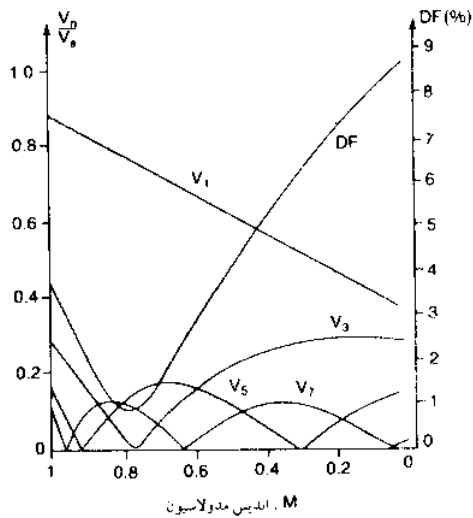
- ولتاژ موثر خروجی:

$$V_o = \left[\frac{2}{2\pi} \int_{(\pi-\delta)/2}^{(\pi+\delta)/2} V_s^2 \cdot d\omega \right]^{1/2} = V_s \sqrt{\frac{\delta}{\pi}}$$

- بسط فوریه ولتاژ خروجی:

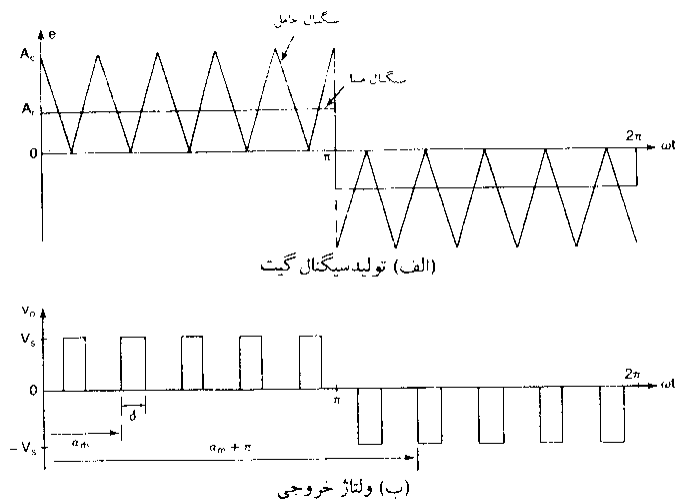
$$v_o(t) = \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cdot \sin\left(\frac{n\delta}{2}\right) \cdot \sin(n\omega t)$$

مدولاسیون تکی عرض پالس



- وضعیت هارمونیکها
 - هارمونیک ۳ غالب
 - حذف هارمونیک
 - محتوای هارمونیکي بالا
 - عملکرد بد در m کوچک

مدولاسیون یکنواخت عرض پالس (UPWM)

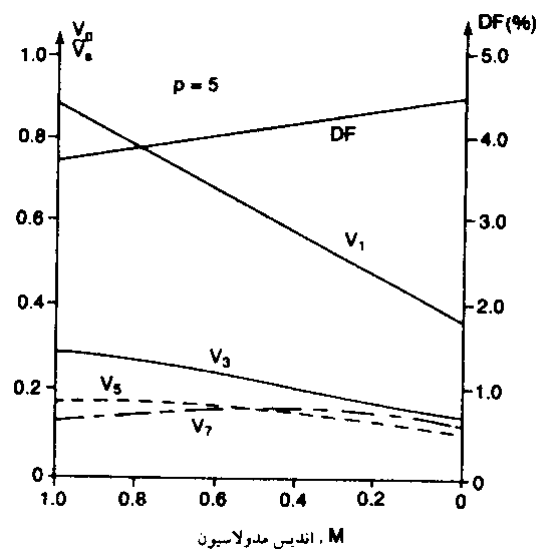


مدولاسیون یکنواخت عرض پالس (UPWM)

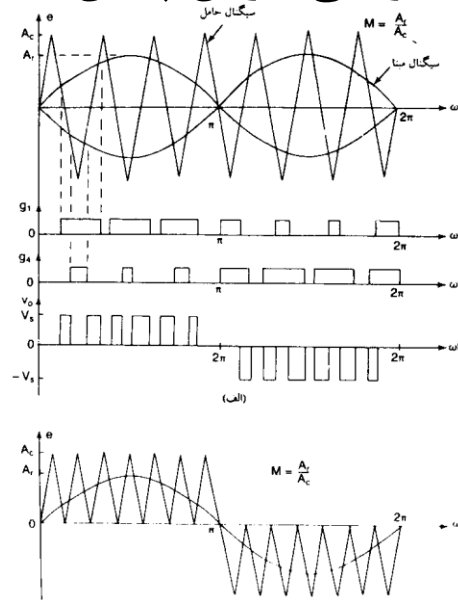
- تعداد پالسها بیشتر
- تلفات کلیدزنی بیشتر
- با افزایش تعداد پالسها هارمونیکهای مرتبه پایین کاهش و برخی از هارمونیکهای مرتبه بالا افزایش می یابند.
- هارمونیکهای مرتبه بالا را به راحتی می توان فیلتر کرد.
- محتوای هارمونیک کمتر به خصوص در m های کوچک



مدولاسیون یکنواخت عرض پالس (UPWM)



مدولاسیون سینوسی عرض پالس SPWM



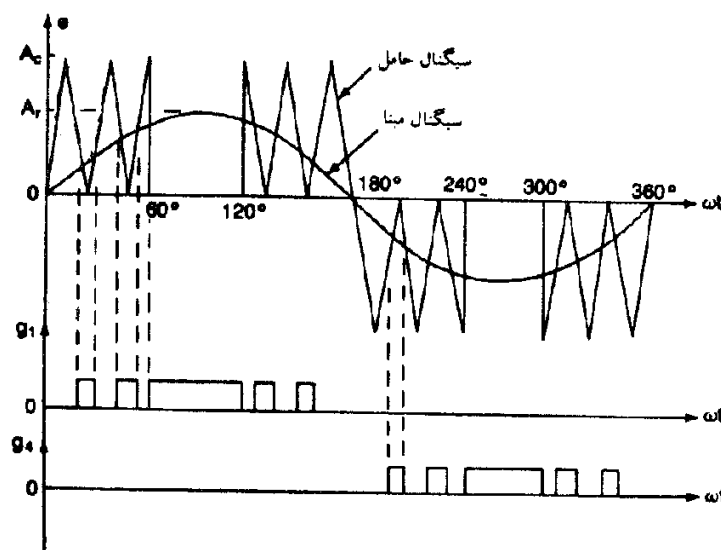
مدولاسیون سینوسی عرض پالس SPWM

- موج مثلثی با یک سیگنال سینوسی مقایسه می شود.
- هارمونیکهای مرتبه پایین حذف می شوند.
- کمترین مرتبه هارمونیک $2p-1$ است که p تعداد پالسها در نیم سیکل است.

مدولاسیون سینوسی تصحیح شده عرض پالس (MSPWM)

- در روش SPWM، در نزدیکی پیک موج مبنا، پهنای پالسها با تغییر اندیس مدولاسیون تغییر چندانی نمی کنند. همچنین در اندیسهای مدولاسیون نزدیک ۱، تغییرات سریع وضعیت کلیدها و شکافهای باریک در شکل ولتاژ پیش می آید.
- لذا می توان مدولاسیون را در این نواحی حذف کرد.
- در بازه ۰ تا ۶۰ و ۱۲۰ تا ۱۸۰ مدولاسیون را انجام می دهیم.

مدولاسیون سینوسی تصحیح شده عرض پالس (MSPWM)



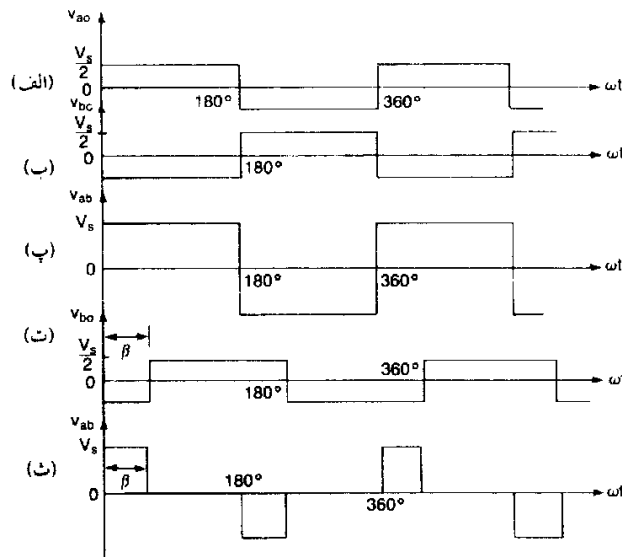
مدولاسیون سینوسی تصحیح شده عرض پالس (MSPWM)

- کاهش تعداد پالسها
- کاهش تلفات کلید زنی
- حذف شکافهای ولتاژ در اندیسهای مدولاسیون نزدیک به ۱

کنترل جابجایی فاز و حذف هارمونیک

- ساق سمت راست و سمت چپ را با یک اختلاف زاویه فاز کنترل می کنیم.

کنترل جابجایی فاز و حذف هارمونیک



کنترل جابجایی فاز و حذف هارمونیک

• ولتاژ v_{ao} :

$$v_{ao}(t) = \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cdot \sin(n\omega t)$$

• ولتاژ v_{bo} : به اندازه β شیفت دارد.

$$v_{bo}(t) = \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cdot \sin(n(\omega t - \beta))$$

• ولتاژ خروجی:

$$v_o(t) = v_{ao}(t) - v_{bo}(t) = \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cdot \sin\left(\frac{n\beta}{2}\right) \cdot \cos(n(\omega t - \beta/2))$$

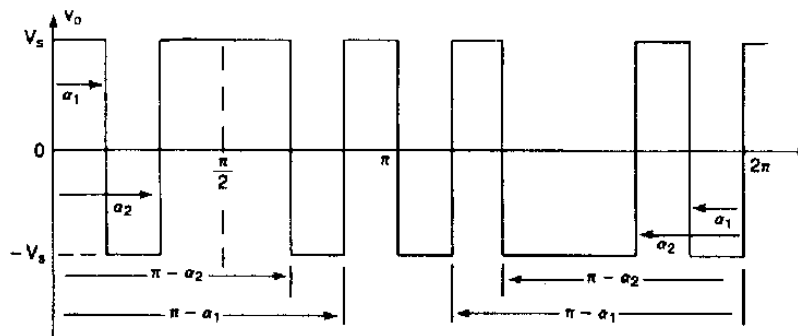
کنترل جابجایی فاز و حذف هارمونیک

- با تنظیم β می توان هارمونیک مورد نظر را حذف کرد.

$$\sin \frac{\beta}{2n} = 0 \Rightarrow \beta = \frac{360^\circ}{n}$$

کنترل جابجایی فاز و حذف هارمونیک

- می توان با افزایش تعداد پالسها و تنظیم پهنای آنها، هارمونیکهای مورد نظر را حذف کرد (حذف هارمونیک برنامه ریزی شده):



کنترل جابجایی فاز و حذف هارمونیک

• بسط فوریه ولتاژ خروجی:

$$v_o(t) = \sum_{n=1,3,..}^{\infty} A_n \cdot \sin(n\omega t)$$

• که:

$$A_n = \frac{4V}{n\pi} \left[\int_0^{\alpha_1} \sin(n\omega t) \cdot d\omega t - \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \sin(n\omega t) \cdot d\omega t + \int_{\alpha_2}^{\pi/2} \sin(n\omega t) \cdot d\omega t \right] =$$

$$\frac{4V}{n\pi} \cdot \frac{1 - 2 \cos n\alpha_1 + 2 \cos n\alpha_2}{n}$$

کنترل جابجایی فاز و حذف هارمونیک

• اگر $A_3=A_5=0$ آنگاه هارمونیکهای سوم و پنجم حذف می شوند:

$$A_3 = \frac{4V}{3\pi} \cdot \frac{1 - 2 \cos 3\alpha_1 + 2 \cos 3\alpha_2}{3} = 0$$

$$\Rightarrow 1 - 2 \cos 3\alpha_1 + 2 \cos 3\alpha_2 = 0$$

$$A_5 = 0 \Rightarrow 1 - 2 \cos 5\alpha_1 + 2 \cos 5\alpha_2 = 0$$

• پس:

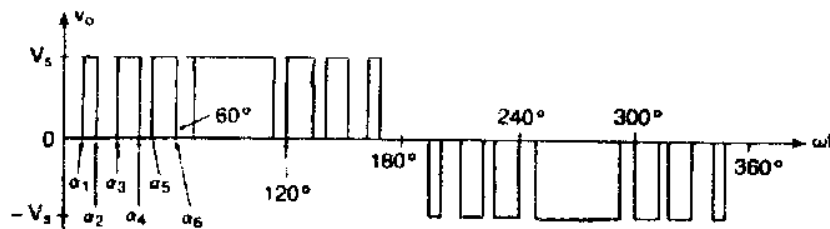
$$\begin{cases} \alpha_2 = \frac{1}{3} \cdot \cos^{-1}(\cos 3\alpha_1 - 0.5) \\ \alpha_1 = \frac{1}{5} \cdot \cos^{-1}(\cos 5\alpha_2 + 0.5) \end{cases}$$

• در نتیجه $\alpha_1=23.62$ و $\alpha_2=33.3$ می شود.

کنترل جابجایی فاز و حذف هارمونیک

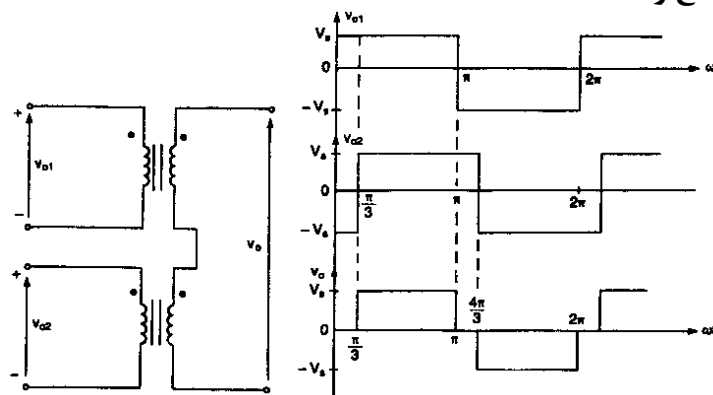
- می توان تعداد شکافها را به m شکاف در هر ربع سیکل افزایش داد. و از ایده های MSPWM نیز استفاده کرد.

$$A_n = \frac{4V}{n\pi} \cdot (1 - 2\cos(n\alpha_1) + 2\cos(n\alpha_2) - 2\cos(n\alpha_3) + \dots)$$



کنترل جابجایی فاز و حذف هارمونیک

- حذف هارمونیک به کمک ترانسفرمر:
- می توان خروجیهای دو یکسوساز را با کمک ترانسفرمر با هم جمع زد.



کنترل جابجایی فاز و حذف هارمونیک

- فواید روشهای حذف هارمونیک:

- افزایش مرتبه هارمونیکها
- کاهش اندازه فیلترها

- معایب:

- افزایش تلفات کلیدزنی
- افزایش تلفات در هسته های آهنی

کنترل جابجایی فاز و حذف هارمونیک

- نکته: معمولاً در مبدل‌های عملی که عموماً سه فاز هستند هارمونیک سوم و مضارب آن در ولتاژ خط به خط حذف می‌شود. لذا تنظیمات را برای حذف هارمونیکهای پنجم تا یازدهم انجام می‌دهیم و مراتب بالاتر را با فیلتر حذف می‌کنیم.

تحلیل مدولاسیون سینوسی

• دو حالت پیش می آید:

– ولتاژ یکطرفه (unipolar voltage switching)

• در نیم سیکل‌های مثبت، ولتاژ لحظه ای خروجی همیشه مثبت

– ولتاژ دوطرفه (bipolar voltage switching)

• در نیم سیکل‌های مثبت، ولتاژ لحظه ای خروجی هم مثبت و هم منفی

تحلیل مدولاسیون سینوسی

• ولتاژ دوطرفه (bipolar voltage switching)

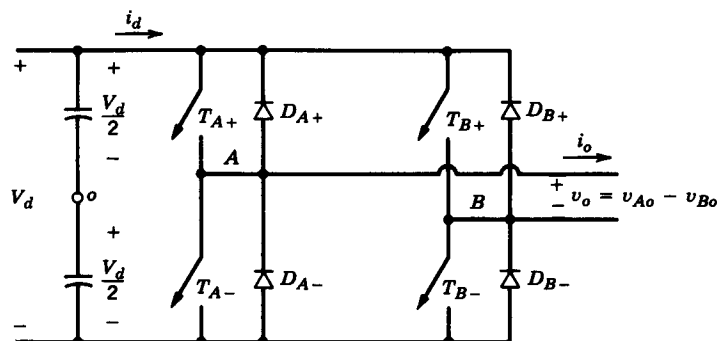


Figure 8-11 Single-phase full-bridge inverter.

تحليل مدولاسيون سينوسى

• ولتاژ دوطرفه (bipolar voltage switching)

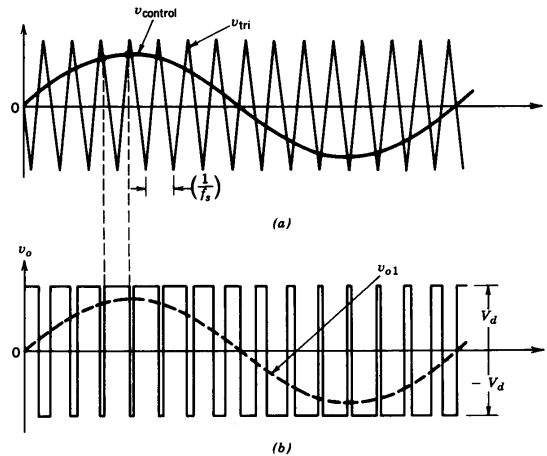
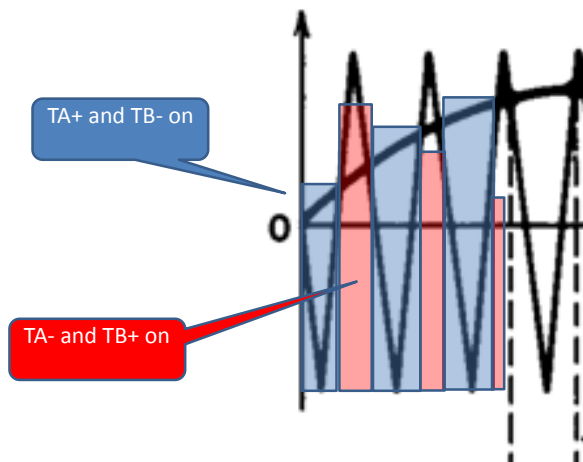


Figure 8-12 PWM with bipolar voltage switching.

تحليل مدولاسيون سينوسى

• ولتاژ دوطرفه (bipolar voltage switching)



تحلیل مدولاسیون سینوسی

- ولتاژ دوطرفه (bipolar voltage switching):
– محاسبه ولتاژ موثر خروجی

تحلیل مدولاسیون سینوسی

- ولتاژ دوطرفه (bipolar voltage switching):
– هارمونیکها (ی ولتاژ سمت ac)

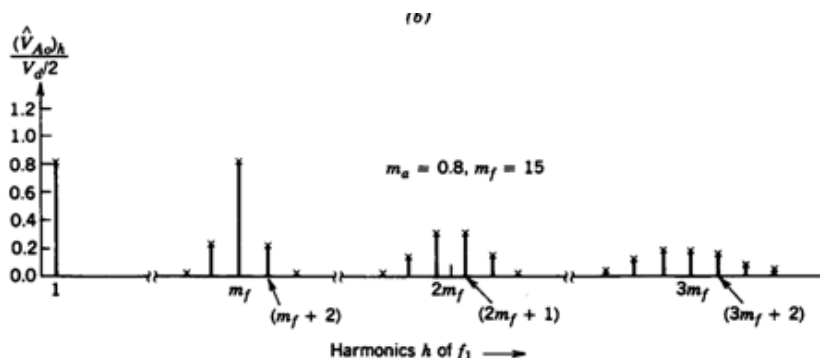
• اگر $m_f = f_s / f_1$ ، اندیس مدولاسیون فرکانس باشد آنگاه مرتبه های هارمونیکها، اطراف m_f و اطراف ضرایب آن به صورت زیر اتفاق می افتند.

- مضربهای فرد m_f و اختلاف ۲ و ۴ و .. بالاتر و پایین تر از آن
- مضربهای زوج m_f و اختلاف ۱ و ۳ و ... بالاتر و پایین تر از آن

$$h = j \times m_f \pm k, \begin{cases} k: 1, 3, 5, \dots \forall j \text{ even} \\ k: 0, 2, 4, \dots \forall j \text{ odd} \end{cases}$$

تحلیل مدولاسیون سینوسی

- ولتاژ دوطرفه (bipolar voltage switching):
– هارمونیکها (ی ولتاژ سمت ac)



تحلیل مدولاسیون سینوسی

- ولتاژ دوطرفه (bipolar voltage switching):
– جریان dc

- فرض می شود که V_o فیلتر شده، پس جریان خروجی سینوسی است.
- فرض می شود که i_d فیلتر شده و i_d^* بدست آمده است.
- f_s آنقدر بزرگ است که فیلترها تقریباً ناچیز باشند و انرژی ذخیره شده در آنها صفر است.

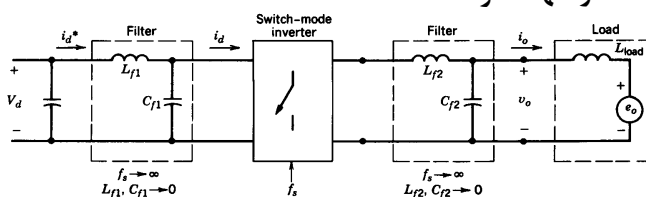


Figure 8-13 Inverter with "fictitious" filters.

تحلیل مدولاسیون سینوسی

• ولتاژ دوطرفه (bipolar voltage switching):

– جریان dc

• چون ولتاژ V_o سینوسی است و بار پسفاژ است:

$$v_{o1} = v_o = \sqrt{2}V_o \sin(\omega_1 t)$$

$$i_o = \sqrt{2}I_o \sin(\omega_1 t - \phi)$$

• چون انرژی اندوخته شده در فیلترها ناچیز است پس توان لحظه ای سمت ac و dc برابرند:

$$V_d \cdot i_d^*(t) = v_o(t) \cdot i_o(t) = \sqrt{2}V_o \sin(\omega_1 t) \times \sqrt{2}I_o \sin(\omega_1 t - \phi)$$

$$\Rightarrow i_d^*(t) = \frac{V_o I_o}{V_d} \cdot \cos(\phi) - \frac{V_o I_o}{V_d} \cdot \cos(2\omega_1 t - \phi) = I_d - i_{d2}(t)$$

تحلیل مدولاسیون سینوسی

• ولتاژ دوطرفه (bipolar voltage switching):

– جریان dc

$$\Rightarrow i_d^*(t) = I_d - i_{d2}(t)$$

$$I_d = \frac{V_o I_o}{V_d} \cdot \cos(\phi) \quad , \quad i_{d2}(t) = \frac{V_o I_o}{V_d} \cdot \cos(2\omega_1 t - \phi)$$

• مقدار متوسط جریان i_d^* ، یعنی I_d عامل انتقال توان خالص به بار ac است.

$$\begin{aligned} P &= V_o \cdot I_o \cos(\phi) \\ &= V_d \times I_d \end{aligned}$$

تحلیل مدولاسیون سینوسی

• ولتاژ دوطرفه (bipolar voltage switching):

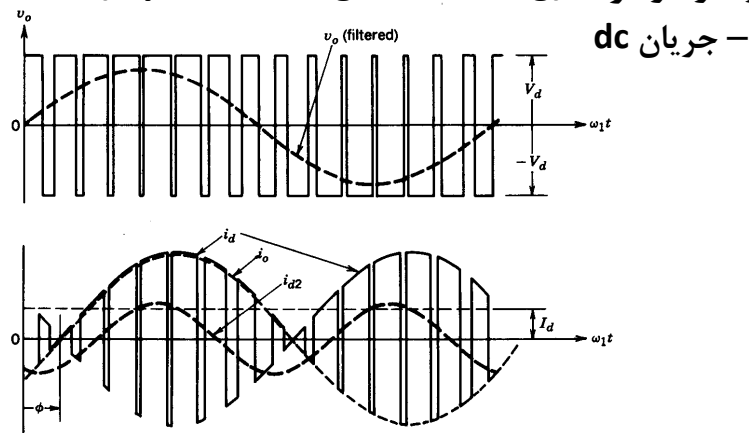


Figure 8-14 The dc-side current in a single-phase inverter with PWM bipolar voltage switching.

تحلیل مدولاسیون سینوسی

• ولتاژ دوطرفه (bipolar voltage switching):

– حالت فوق-مدولاسیون (over-modulation):

- اگر اندیس مدولاسیون از ۱ بزرگتر شود ($m_a = V_c/V_{tri} > 1$)
- هارمونیکها افزایش می یابند.
- رابطه مقدار موثر ولتاژ خروجی و اندیس مدولاسیون غیر خطی می شود.
- یک مقدار بحرانی وجود دارد که بعد از آن بدلیل بزرگ بودن موج مبنا، نقطه برخورد با موج مثلثی بوجود نمی آید و ولتاژ خروجی مربعی می شود و مدولاسیون نداریم.

تحليل مدولاسيون سينوسى

• ولتاژ دوطرفه (bipolar voltage switching):

– حالت فوق-مدولاسيون (over-modulation):

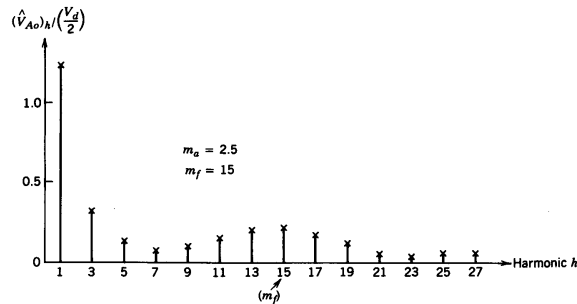
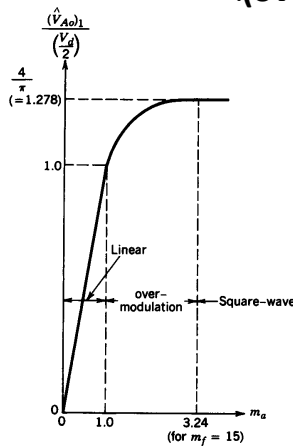


Figure 8-7 Harmonics due to overmodulation; drawn for $m_a = 2.5$ and $m_f = 15$.

Figure 8-8 Voltage control by varying m_a .

تحليل مدولاسيون سينوسى

• ولتاژ دوطرفه (bipolar voltage switching):

– حالت فوق-مدولاسيون (over-modulation):

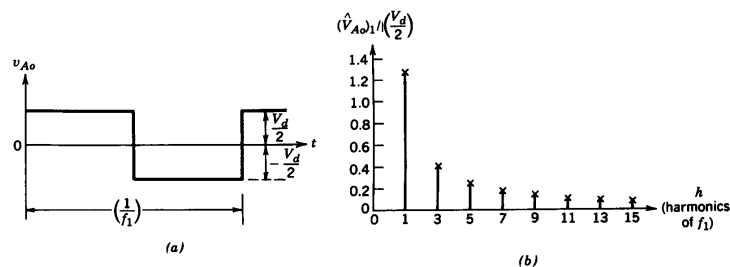


Figure 8-9 Square-wave switching.

تحلیل مدولاسیون سینوسی

• ولتاژ یک طرفه (uni-polar voltage switching):

– ساقهای سمت راست و سمت چپ بطور مستقل و با ۱۸۰ اختلاف فاز کنترل می شوند.

– در لحظاتی یک کلید از بالا و یک کلید از پایین با هم روشن می شوند لذا ولتاژ در این لحظات صفر می شود (اتصال کوتاه بار).

– در نیم سیکل مثبت، همیشه ولتاژ لحظه ای بزرگتر یا مساوی صفر است و برای نیم سیکل منفی برعکس.

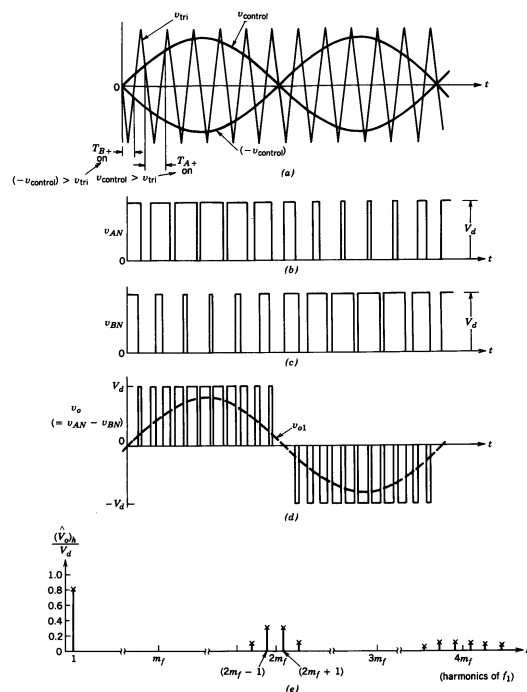


Figure 8-15 PWM with unipolar voltage switching (single phase).

تحلیل مدولاسیون سینوسی

• ولتاژ یک طرفه (uni-polar voltage switching):

– مقدار پیک مولفه اصلی ولتاژ خروجی:

$$\hat{V}_{o1} = m_a \cdot V_d$$

– هارمونیکها:

• مجموع/تفاضل های فرد در اطراف ضرایب زوج m_f

$$h = 2j \times m_f \pm k, k: 1, 3, 5, \dots$$

تحلیل مدولاسیون سینوسی

• ولتاژ یک طرفه (uni-polar voltage switching):

– جریان

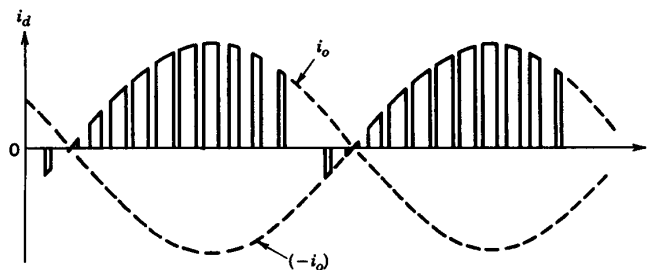


Figure 8-16 The dc-side current in a single-phase inverter with PWM unipolar voltage switching.

نکات تکمیلی

i. مرتبه های هارمونیک در روش ولتاژ دوطرفه به صورت زیر هستند:

$$h = j \times m_f \pm k, \begin{cases} k: 1, 3, 5, \dots \forall j \text{ even} \\ k: 0, 2, 4, \dots \forall j \text{ odd} \end{cases}$$

– پس با انتخاب عدد فرد برای mf همه هارمونیکهای زوج حذف می شوند.

ii. مرتبه های هارمونیک در روش ولتاژ یک طرفه فرد هستند.

نکات تکمیلی

iii. اثرات مدولاسیون:

- a. فرستادن هارمونیکها به فرکانسهای بالا
- b. کوچکتر شدن فیلترها
- c. افزایش تلفات کلیدزنی
- d. افزایش تلفات هسته های آهنی
- e. ایجاد نویز صوتی (به ازاء فرکانسهای سوییچینگ در محدوده فرکانسهای شنوایی)



نکات تکمیلی

iv. فرکانس سویچینگ:

- a. مبدل‌های تایریستوری تا 2 kHz
- b. برای درایوها که فرکانس اصلی حول و حوش ۵۰ یا ۶۰ هرتز و بالاتر است، فرکانس سوچینگ تا 6kHz مناسب است.
- c. به خاطر نویز صوتی بهتر است در محدوده 6kHz تا 20kHz نباشد.
- d. اندیس مدولاسیون فرکانس برای موردهای بالا، حدود ۹ تا ۱۰۰ مناسب است.
- e. برای اندیسهای بالای ۱۰۰ بهتر است فرکانس سویچینگ بالای 20 kHz باشد.
- f. اگر انتخاب مناسب بین 6kHz تا 20kHz تخمین زده شد، بهتر است فرکانسهای کوچکتر انتخاب شوند چون ضرر افزایش تلفات از صرفه کاهش نویز صوتی بیشتر است.

نکات تکمیلی

v. اندیس مدولاسیون فرکانس $m_f=21$ را به عنوان یک حد می شناسیم.

- a. m_f کمتر از ۲۱: موج مثلثی باید با موج مبنا (سیگنال مدولاسیون) سنکرون باشد. در غیر اینصورت، هارمونیکهای میانی (inter-harmonics) بزرگ می شوند.
- b. m_f بزرگتر از ۲۱: نیازی به سنکرون کردن نیست چون هارمونیکهای میانی بدلیل فرکانس سویچینگ بالا، ناچیزند. در ضمن در مواردی که فرکانس اصلی متغیر است می توان fs را ثابت نگه داشت. لذا m_f عدد اعشاری می شود که مشکل چندانی ندارد.

– در مورد درایوها، در سرعتهای پایین (f_1 کوچک) نمی توان هارمونیکهای میانی را نادیده گرفت، چون ممکن است هارمونیکهای میانی کوچک ولتاژ، جریان بزرگی بکشند. لذا سنکرون نکردن منتفی است.

اینورتر پاش-پول

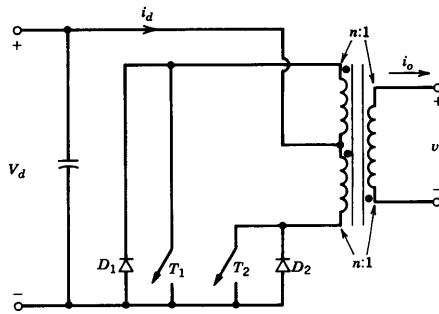
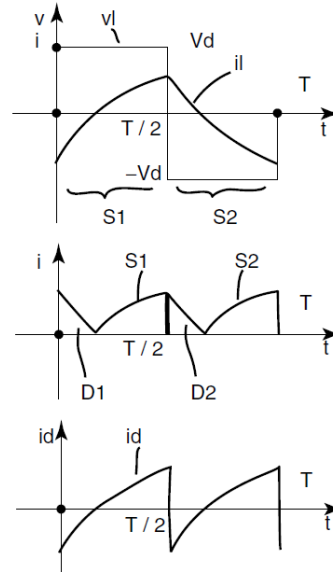
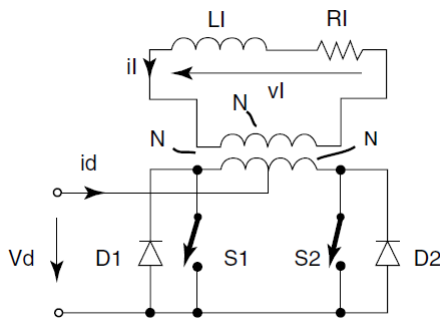
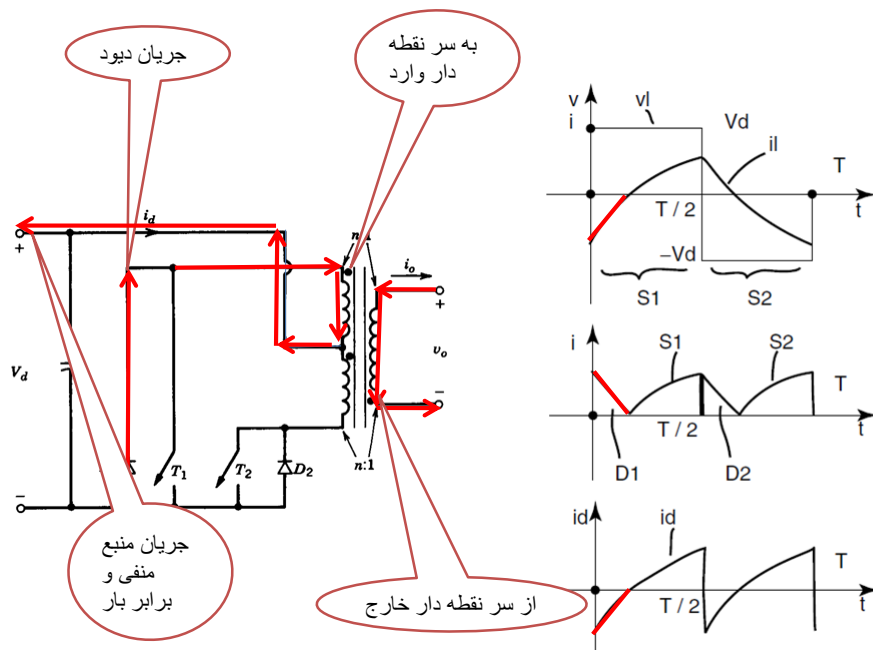
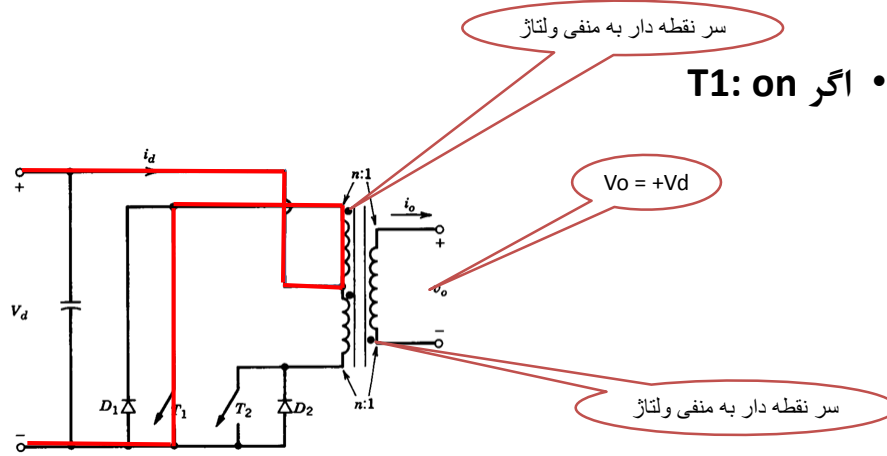
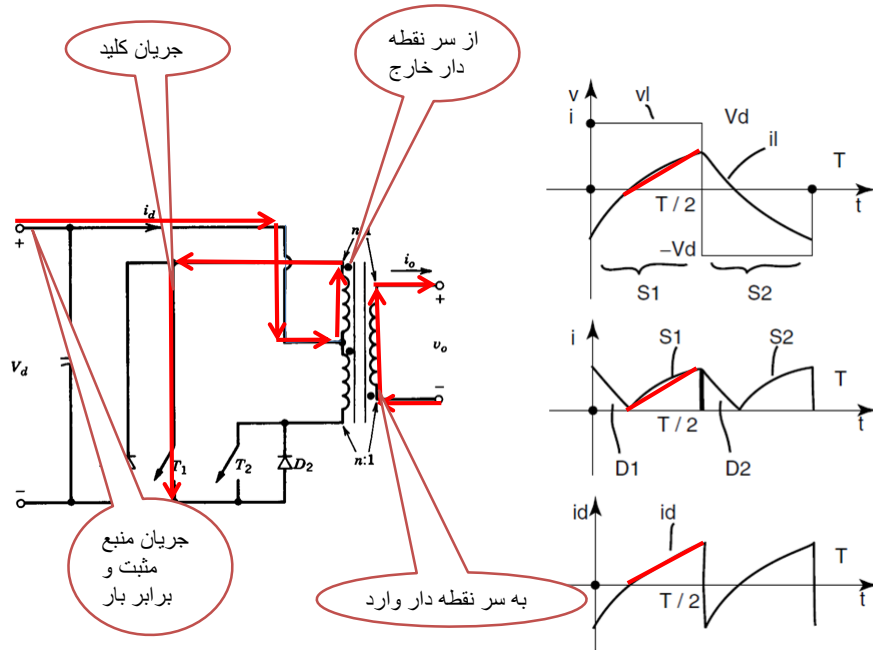


Figure 8-20 Push-pull inverter (single phase).

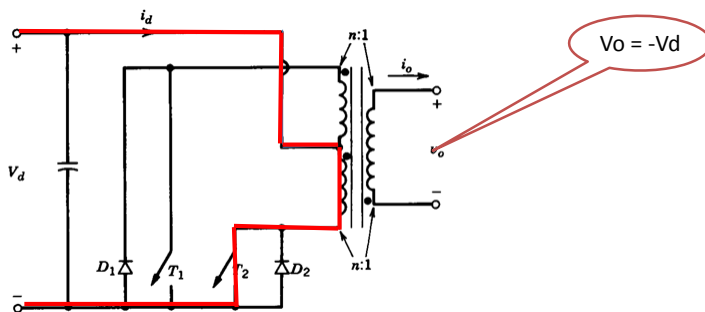
اینورتر پاش-پول







• به همین ترتیب اگر T_2 on



اینورتر push-pull

• نکات تکمیلی:

- ترانسفرمر باید برای فرکانس اصلی طراحی شود.
- لذا تعداد دورها باید بزرگ انتخاب شود.
- پس اندوکتانس نشتی بزرگ می باشد.
- اندوکتانس نشتی در فرکانسهای بالا راکتانس زیادی از خود نشان می دهد.
- این مساله باعث می شود که نتوان از فرکانسهای سوییچینگ بزرگ در این اینورتر استفاده کرد (زیر 1kHz).

ریپل جریان خروجی اینورتر تکفاز

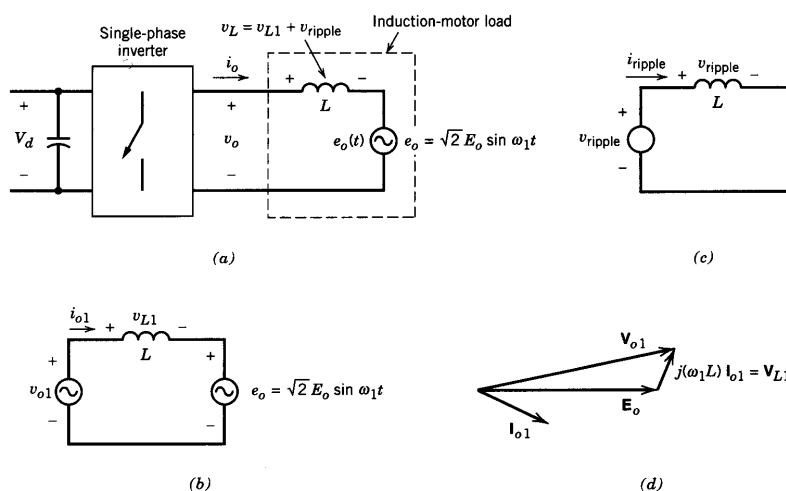


Figure 8-18 Single-phase inverter: (a) circuit; (b) fundamental-frequency components; (c) ripple frequency components; (d) fundamental-frequency phasor diagram.

ریپل جریان خروجی اینورتر تکفاز

- PWM ریپل را کم می کند. تلفات وابسته به آن کمتر می شود. ولی تلفات کلیدزنی زیاد می شود.

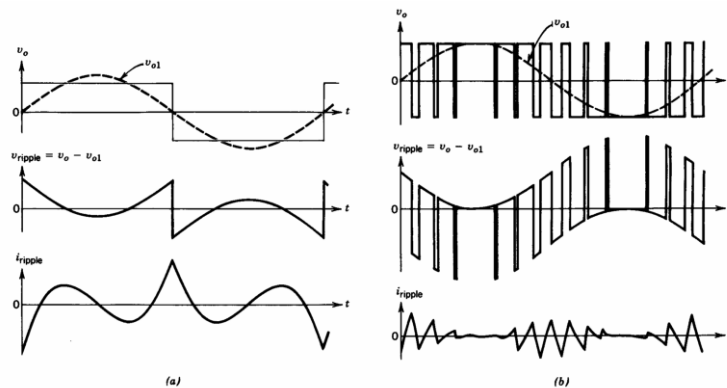


Figure 8-19 Ripple in the inverter output: (a) square-wave switching; (b) PWM bipolar voltage switching.

ضریب استفاده از کلیدها

- فرض کنید ولتاژ موثر خروجی پس از فیلتر شدن برابر مقدار موثر مولفه اصلی باشد یعنی V_{o1}
- مقدار موثر جریان خروجی در بار ماکزیمم برابر $I_{o,max}$
- حداکثر تحمل کلید نیمه هادی V_T و I_T است.
- آنگاه ضریب استفاده از کلیدها برابر است با:

$$\frac{V_{o,1} \cdot I_{o,max}}{q \cdot V_T \cdot I_T}$$

- که q تعداد کلیدهاست.

ضریب استفاده از کلیدها

- برای اینورتر push-pull:

$$V_T = 2V_{d,\max} \quad , \quad I_T = \sqrt{2} \frac{I_{o,\max}}{n} \quad , \quad V_{o1,\max} = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} \cdot \frac{V_{d,\max}}{n}$$

- که n نسبت دور ترانسفرمر است.
- پس ماکزیمم ضریب استفاده از کلیدها:

$$\frac{V_{o,1} \cdot I_{o,\max}}{q \cdot V_T \cdot I_T} = \frac{\frac{4}{\pi\sqrt{2}} \frac{V_{d,\max}}{n} \times I_{o,\max}}{2 \times 2V_{d,\max} \times \sqrt{2} \frac{I_{o,\max}}{n}} = \frac{1}{2\pi} \cong 0.16$$

ضریب استفاده از کلیدها

- برای اینورتر نیم پل:

$$V_T = V_{d,\max} \quad , \quad I_T = \sqrt{2} I_{o,\max} \quad , \quad V_{o1,\max} = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} \cdot \frac{V_{d,\max}}{2}$$

- پس ماکزیمم ضریب استفاده از کلیدها:

$$\frac{V_{o,1} \cdot I_{o,\max}}{q \cdot V_T \cdot I_T} = \frac{\frac{4}{\pi\sqrt{2}} \frac{V_{d,\max}}{2} \times I_{o,\max}}{2 \times V_{d,\max} \times \sqrt{2} I_{o,\max}} = \frac{1}{2\pi} \cong 0.16$$

ضریب استفاده از کلیدها

- برای اینورتر تمام پل:

$$V_T = V_{d,\max} \quad , \quad I_T = \sqrt{2}I_{o,\max} \quad , \quad V_{o1,\max} = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} \cdot V_{d,\max}$$

- پس ماکزیمم ضریب استفاده از کلیدها:

$$\frac{V_{o,1} \cdot I_{o,\max}}{q \cdot V_T \cdot I_T} = \frac{\frac{4}{\pi\sqrt{2}} V_{d,\max} \times I_{o,\max}}{4 \times V_{d,\max} \times \sqrt{2} I_{o,\max}} = \frac{1}{2\pi} \cong 0.16$$

ضریب استفاده از کلیدها

- با PWM، ماکزیمم ضریب استفاده از کلیدها:

$$\frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\pi}{8} \cdot m_a \quad , \quad m_a \leq 1$$

- در عمل به دلایل زیر نمی توان از حداکثر ضریب استفاده بهره گرفت:

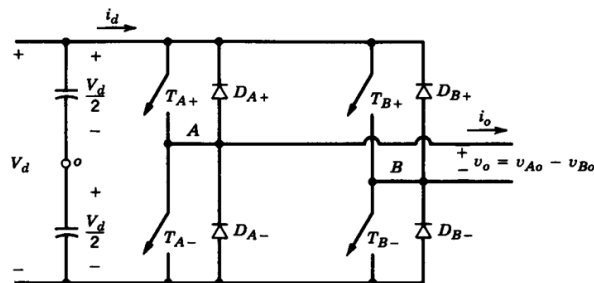
- در تعیین مقادیر کلید باید یک حاشیه اطمینان لحاظ شود.
- تغییرات ولتاژ سمت dc روی جریان اثر می گذارد.
- ریبیل جریان باعث می شود که جریان حداکثر کلیدها از مقدار موثر جریان بار بیشتر باشد.

تمرین

1. در حالت فوق-مدولاسیون اگر m_a از یک میزان بزرگتر باشد آنگاه عملکرد اینورتر موج مربعی می شود. ارتباط m_a بحرانی را با m_f پیدا کنید.

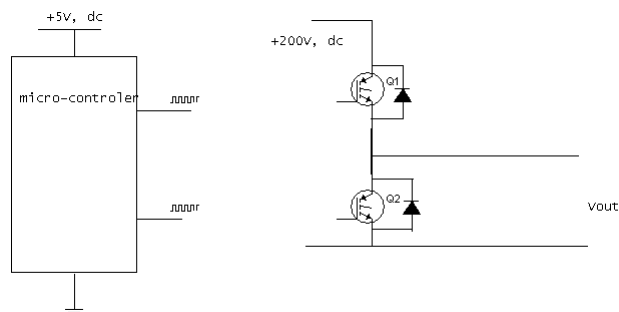
2. در روش مدولاسیون یک طرفه ثابت کنید

$$\hat{V}_{O1} = m_a \cdot V_d$$



تمرین

3. در مدار زیر پالسهای گیت توسط میکروکنترلر آماده شده اند. منابع $\pm 5V$ و $+200V$ در اختیار داریم. مداری رسم کنید تا بتوانیم این پالسها را بدون آسیب دیدن میکروکنترلر به کلیدها (مثلا ماسفت) اعمال کنیم.



اینورتر سه فاز

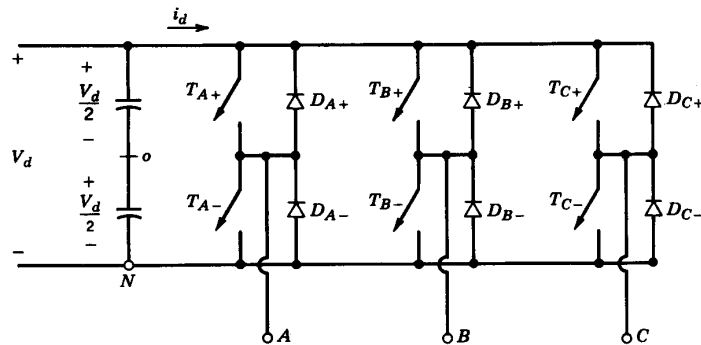


Figure 8-21 Three-phase inverter.

اینورتر سه فاز

• تولید پالسهای گیت:

- سه ساق مستقل از هم کنترل می شوند.
- سه ولتاژ مبنا سینوسی با یک موج مثلثی مقایسه می شوند.
- اختلاف فاز سه موج مبنا، ۱۲۰ درجه است.
- فرکانس سویچینگ یک مضرب فرد از ۳ برابر فرکانس اصلی
- یا m_f مضرب فردی از ۳



اینورتر سه فاز

– m_f باید مضرب ۳ باشد تا عبور از صفر آن با هر سه ولتاژ مبنا سنکرون باشد.

– m_f باید مضرب فرد باشد تا هارمونیکهای زوج حذف شوند.

– هارمونیکها به ترتیب زیر اطراف ضرایب m_f جمع می شوند:

$$h = j \times m_f \pm k, \begin{cases} k: 1, 3, 5, \dots \forall j \text{ even} \\ k: 0, 2, 4, \dots \forall j \text{ odd} \end{cases}$$

– نکته: در ولتاژ خط به خط هارمونیکهای مضرب ۳ حذف می شوند. لذا هارمونیکهای ولتاژ خط به ترتیب زیر خواهند بود:

$$h = j \times m_f \pm k, \begin{cases} k: 1, 3, 5, \dots \forall j \text{ even} \\ k: 2, 4, \dots \forall j \text{ odd} \end{cases}$$

اینورتر سه فاز

• علت حذف هارمونیکهای مضارب ۳:

– در ولتاژهای V_{AN} و V_{BN} اختلاف فاز بین مولفه های هارمونیک $m_f \cdot 120^\circ$ است.

– چون m_f مضرب ۳ است لذا هارمونیکهای مرتبه m_f و $j \cdot m_f$ در ولتاژهای V_{AN} و V_{BN} با یکدیگر 360° درجه اختلاف فاز دارند.

– در ولتاژ V_{AB} این هارمونیکها که همفاز شده اند از یکدیگر کم می شوند و حذف می گردند.

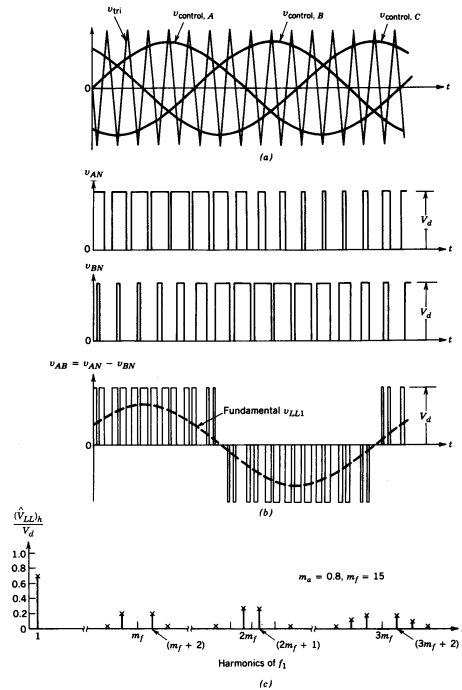


Figure 8-22 Three-phase PWM waveforms and harmonic spectrum.

اینورتر سه فاز

• ولتاژ موثر خروجی:

– از اینورتر تکفاز می دانیم:

$$(\hat{V}_{AN})_1 = m_a \cdot \frac{V_d}{2}$$

– پس مقدار موثر مولفه اصلی ولتاژ خط-خط خروجی:

$$V_{LL,1} = \sqrt{3} \times \frac{(\hat{V}_{AN})_1}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} m_a \cdot V_d \cong 0.612 \times m_a \cdot V_d \quad , \quad m_a \leq 1$$

اینورتر سه فاز

• حالت فوق مدولاسیون ($m_a > 1$):

- رابطه ولتاژ و اندیس مدولاسیون غیر خطی می شود.
- هارمونیکها در بازه ای اطراف mf و ضرایب آن جمع می شوند.
- این بازه در مقایسه با حالت $ma < 1$ وسیعتر است.
- دامنه هارمونیکهای غالب کوچکتر است چون هارمونیکها پخش شده اند.
- تعداد هارمونیکها زیاد شده ولی دامنه آنها کم شده لذا ممکن است برای بارهای خاصی تلفات در مقایسه با حالت مدولاسیون خطی کمتر شود.

اینورتر سه فاز

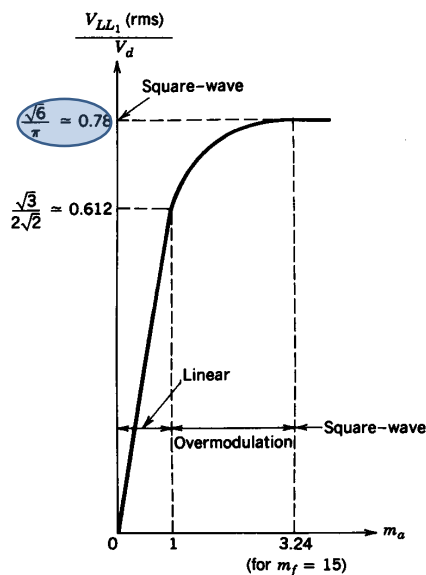


Figure 8-23 Three-phase inverter; $V_{LL1}(rms)/V_d$ as a function of m_a .

اینورتر سه فاز

- عملکرد موج مربعی:
 - مدولاسیون نداریم.
 - به ازاء V_d ثابت کنترل ولتاژ نداریم.
 - ولتاژ موثر مولفه اصلی خروجی ثابت و برابر $V_{LL,1} = 0.078 V_d$.
 - هر کلید ۱۸۰ درجه هدایت دارد و ساقها با ۱۲۰ اختلاف فاز کنترل می شوند.

اینورتر سه فاز

- عملکرد موج مربعی:
 - مرتبه هارمونیکها به صورت $h = 6n \pm 1$ که $n = 1, 2, 3, \dots$.
 - دامنه هارمونیکها متناسب با مرتبه آنها کاهش می یابد.

$$V_{LL,h} = \frac{0.78}{h} V_d$$

اینورتر سه فاز

- عملکرد موج مربعی:

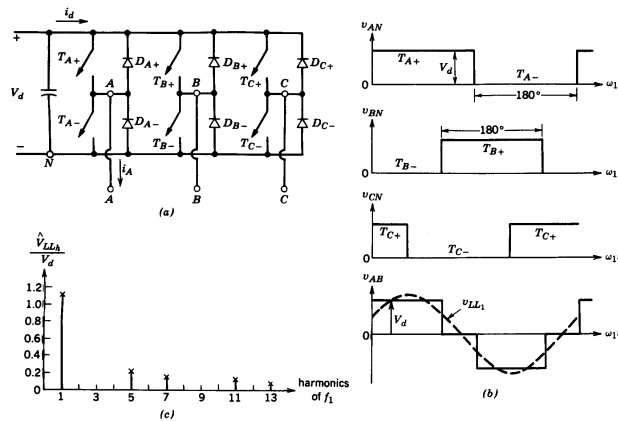


Figure 8-24 Square-wave inverter (three phase).

اینورتر سه فاز

- ضریب استفاده از کلیدها:

$$\frac{1}{2\sqrt{6}} \frac{V_{LL,1}}{V_{d,\max}} = \begin{cases} \frac{1}{2\pi} \cong 0.16 & \text{for square-wave} \\ \frac{1}{8} m_a & \text{for PWM operation} \end{cases}$$

اینورتر سه فاز

• ریبیل جریان:

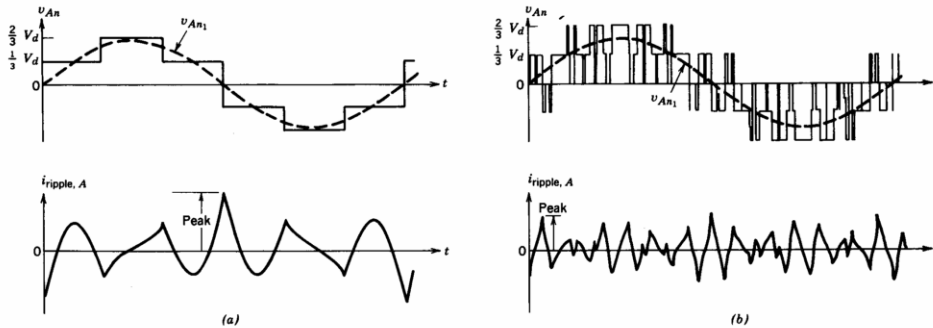
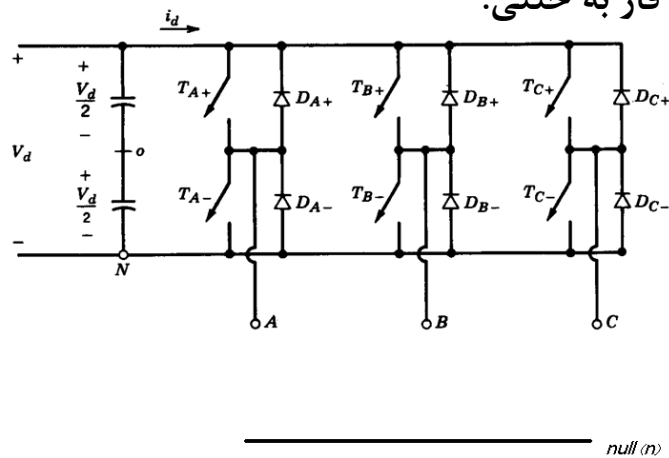


Figure 8-26 Phase-to-load-neutral variables of a three-phase inverter: (a) square wave; (b) PWM.

اینورتر سه فاز

• ولتاژ فاز به خنثی:



اینورتر سه فاز

• ولتاژ فاز به خنثی:

$$\begin{cases} v_{An} = v_{AN} - v_{nN} \\ v_{Bn} = v_{BN} - v_{nN} \\ v_{Cn} = v_{CN} - v_{nN} \end{cases} \Rightarrow v_{nN} = \frac{1}{3}(v_{AN} + v_{BN} + v_{CN})$$

– از طرفی:

$$v_{An} + v_{Bn} + v_{Cn} = 0$$

اینورتر سه فاز

• ولتاژ فاز به خنثی:

$$\Rightarrow v_{An} = \frac{2}{3}v_{AN} - \frac{1}{3}(v_{BN} + v_{CN})$$

هیچگاه هر سه کلید مثبت یا منفی همزمان روشن نمی باشند. پس هیچگاه بار اتصال کوتاه نمی شود.

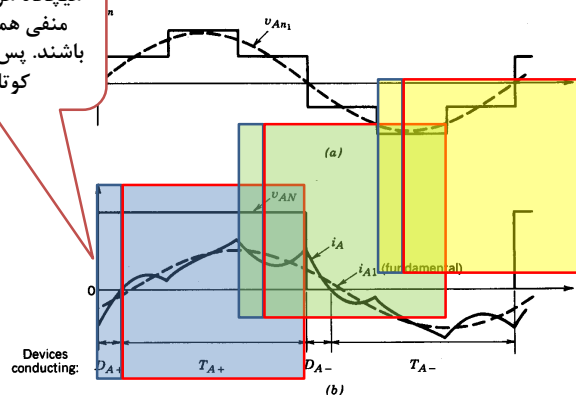


Figure 8-28 Square-wave inverter: phase A waveforms.

اینورتر سه فاز

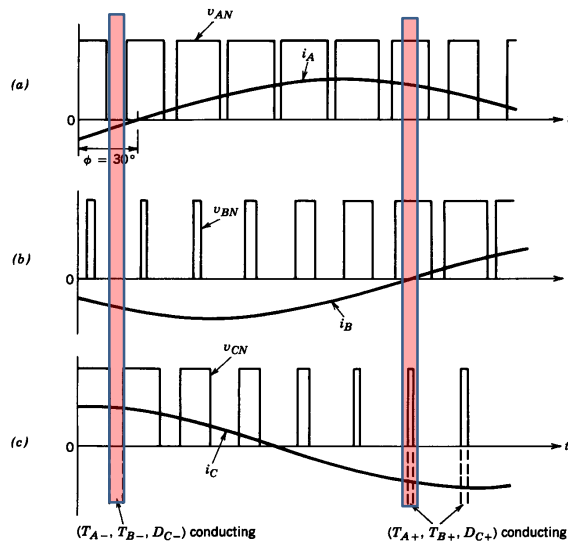


Figure 8-29 PWM inverter waveforms: load power factor angle = 30° (lag).

- در اتصال PWM کوتاه سمت ac اتفاق می افتد.
- با کنترل مدت زمان این اتصال کوتاه ها می توان ولتاژ خروجی را کنترل کرد.

اینورتر سه فاز

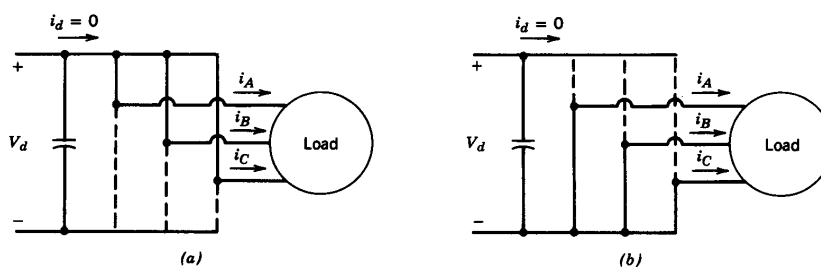


Figure 8-30 Short-circuit states in a three-phase PWM inverter.

اثر زمان روشن شدن و خاموش شدن کلیدها

- به دلیل ایده آل نبودن کلیدها، بین خاموش شدن یک کلید و روشن شدن کلید بعدی یک مدت زمان همپوشانی وجود دارد.
- مثلاً کلید $TA-$ هنوز خاموش نشده و $TA+$ روشن شده است. لذا می‌خواستیم خروجی $+V_d$ باشد ولی صفر است. حال اگر جریان مثبت باشد، این مدت زمان همپوشانی به جریان ضرر می‌زند.

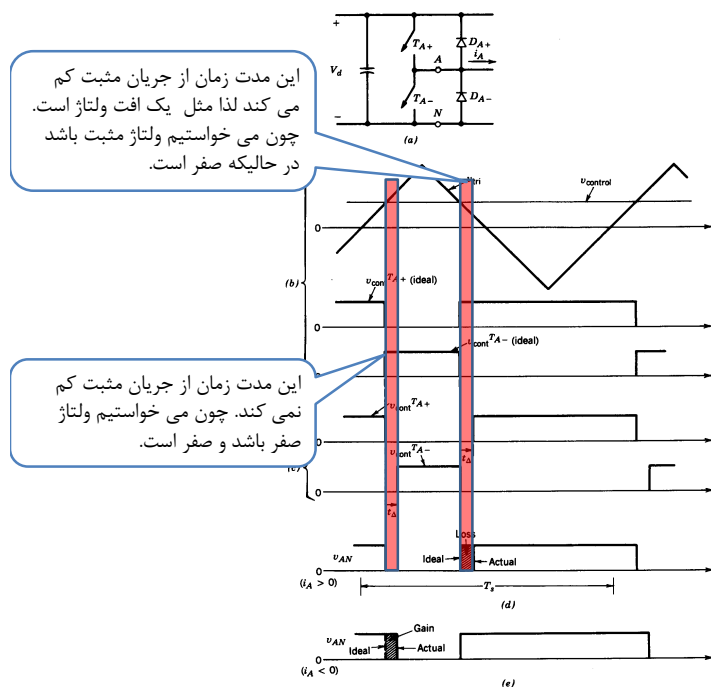
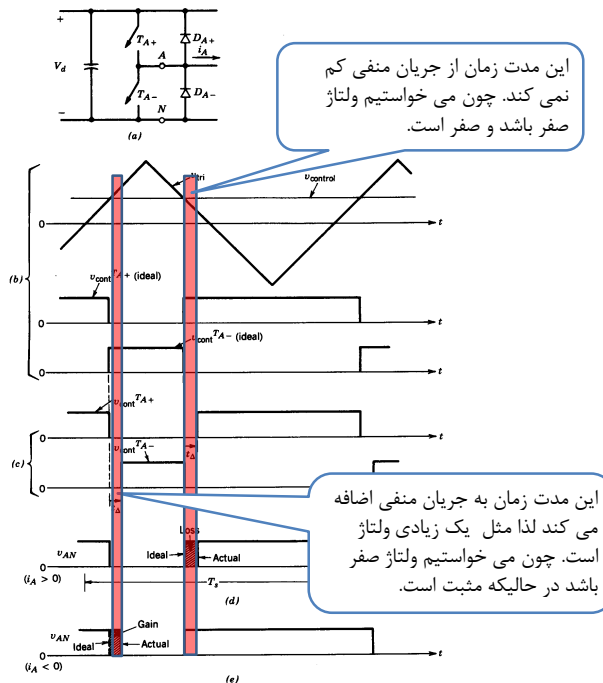


Figure 8-31 Effect of blanking time t_d .

Figure 8-31 Effect of blanking time t_{Δ} .

اثر زمان ...

– فرض کنید این مدت زمان Δt باشد.

$$\Delta V_{AN} = \begin{cases} +\frac{t_{\Delta}}{T_s} V_d & i_A > 0 \\ -\frac{t_{\Delta}}{T_s} V_d & i_A < 0 \end{cases}$$

$$i_A \approx -i_B$$

$$\Delta V_{BN} = \begin{cases} -\frac{t_{\Delta}}{T_s} V_d & i_A > 0 \\ +\frac{t_{\Delta}}{T_s} V_d & i_A < 0 \end{cases}$$

اثر زمان ...

– و چون: $v_o = v_{AN} - v_{BN}$ and $i_o = i_A$

– پس:

$$\Delta V_o = \begin{cases} \Delta V_{AN} - \Delta V_{BN} = +\frac{2t_\Delta}{T_s} V_d & i_o > 0 \\ -\frac{2t_\Delta}{T_s} V_d & i_o < 0 \end{cases}$$

اثر زمان ...

– لحظات تغییر علامت جریان، ولتاژ متوسط در خروجی سینوسی نیست.

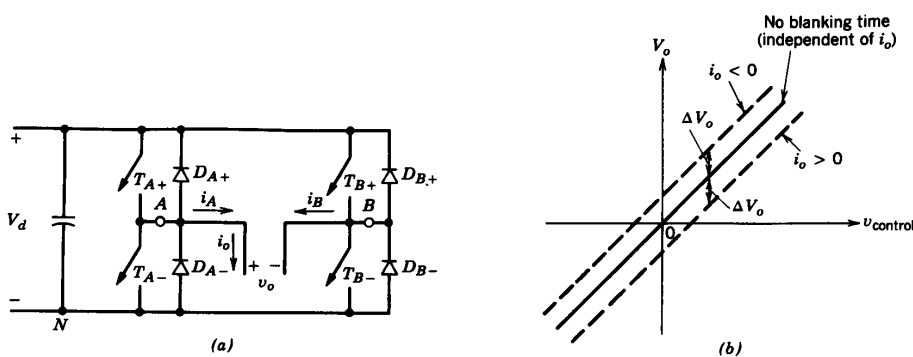


Figure 8-32 Effect of t_Δ on V_o , where ΔV_o is defined as a voltage drop if positive.

اثر زمان ...

– هارمونیکهای مرتبه پایین!

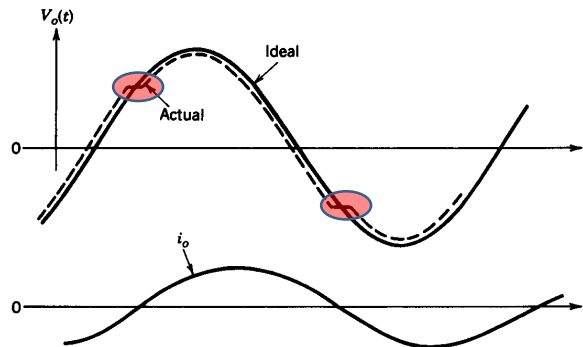
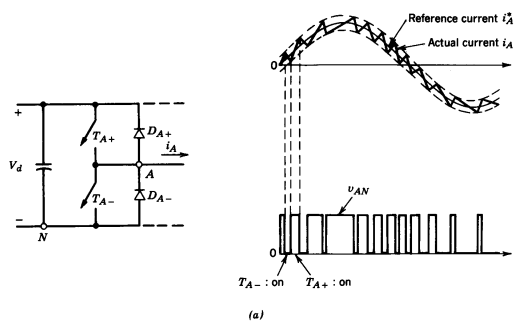


Figure 8-33 Effect of t_d on the sinusoidal output.

تنظیم جریان



– باند تفرانس

– کنترل هیستریسز

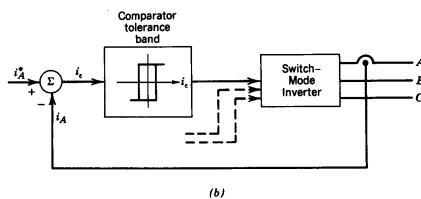


Figure 8-35 Tolerance band current control.

تنظیم جریان

– کنترل فرکانس ثابت:

- از روی مقدار خطای جریان و به کمک یک کنترل کننده، مقدار مرجع ولتاژ مبنا تعیین می شود.
- این ولتاژ مبنا را با موج مثلثی فرکانس ثابت مقایسه می کنیم.

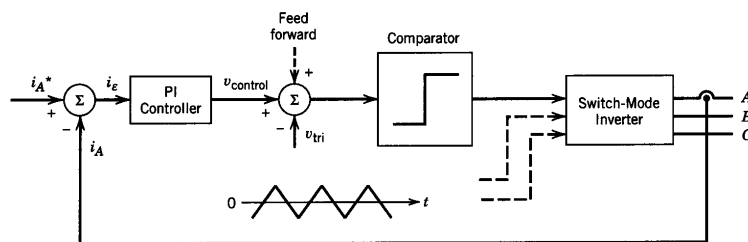


Figure 8-36 Fixed-frequency current control.

تنظیم جریان

– کنترل فرکانس ثابت:

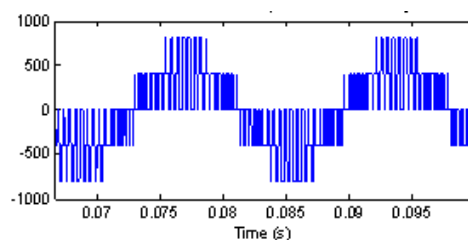
- می توان ایده های مختلفی برای کنترل کننده ارایه داد مثلاً کنترل کننده PI
- با تجزیه به مولفه های d و q می توان به کنترل بهتری دست یافت.

مبدل‌های چند سطحی

- با سری کردن کلیدها می توان ولتاژ کاری را بالا برد.
 - تقسیم ولتاژ نامناسب در لحظات کلیدزنی: ممکن است کلیدها همزمان روشن و خاموش نشوند.
 - فراجش ولتاژ و dv/dt در لحظات کلیدزنی
- مبدل‌های چندسطحی:
 - یک ولتاژ بزرگ به چند سطح کوچکتر تقسیم می شود.

مبدل‌های چند سطحی

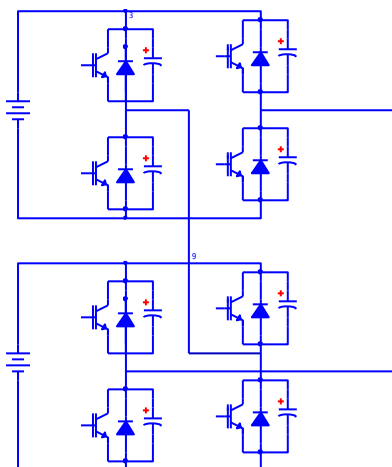
- مبدل‌های چندسطحی:
 - یک ولتاژ بزرگ به چند سطح کوچکتر تقسیم می شود.
 - تقسیم ولتاژ مناسب (براساس ساختارهای مختلف)
 - کاهش dv/dt
 - کاهش هارمونیک



مبدل‌های چند سطحی

- انواع توپولوژی‌ها:
 - مبدل‌های کاسکاد
 - مبدل‌های خازن شناور
 - مبدل‌های کلمپ دیودی
- Cascaded multi-level converter
- Floating H-bridge capacitor multi-level converter
- Clamped diode multi-level converter

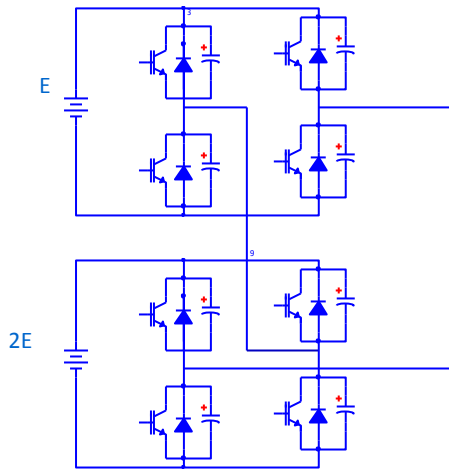
مبدل‌های کاسکاد



- این مبدل‌ها از خانواده مبدل‌های پل هستند که از سری کردن چند مبدل پل H ایجاد می‌شوند.
- یک مبدل که از N مبدل H جداگانه تشکیل شده است، قابلیت تولید $2N+1$ سطح ولتاژ را دارد.

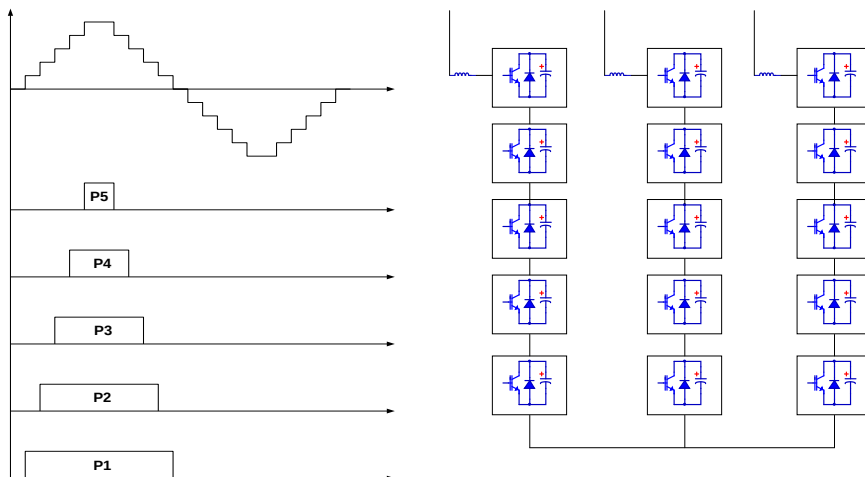


مبدل‌های کاسکاد



- اگر ولتاژ دو منبع یکسان نباشند
آنگاه می‌توان به سطوح ولتاژی
بیشتری دست یافت. به این نوع
مبدل، مبدل کاسکاد نامتقارن می
گویند.

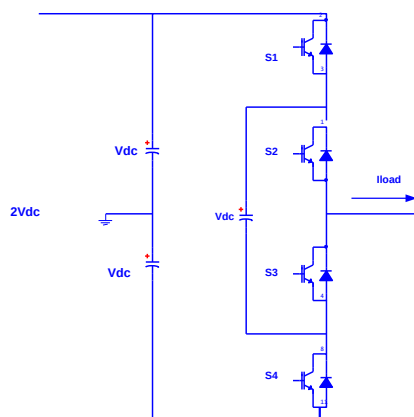
مبدل‌های کاسکاد



مبدل‌های کاسکاد

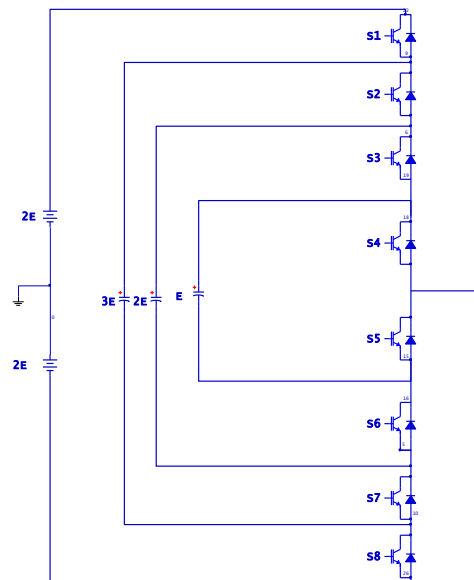
- در مبدل‌های کاسکاد برای کاهش هزینه‌ها می‌توان به جای منابع از خازن استفاده نمود. این امر در مبدل‌های کاسکاد نامتقارن امکان‌پذیر نیست.
- در مبدل‌های کاسکاد نامتقارن، احتیاج به استفاده از سوئیچ‌های با ولتاژ تحمل غیریکسان می‌باشد.
- در مبدل‌های کاسکاد نامتقارن محدودیت‌ها در نحوه سوئیچ کردن بیشتر است.

مبدل‌های خازن شناور



- اصول این مبدل‌ها بر پایه اتصال مستقیم خازن‌های شارژ شده به خروجی توسط سوئیچ‌ها می‌باشد.

مبدل‌های خازن شناور



مبدل‌های خازن شناور

- در این مبدلها، ولتاژ خازنها باید بطور دقیق در سطح مورد نظر تثبیت شوند. در غیر این صورت کیفیت ولتاژ خروجی از بین می‌رود.
- جریان کشیده شده از خروجی در این مبدل، مسیر خود را از خازنهای شناور طی می‌کند. لذا اگر ظرفیت خازنها به اندازه کافی بزرگ نباشد، ولتاژ آنها دچار تغییر می‌شود.
- در ولتاژ بالای خروجی تهیه خازنها با ظرفیت بالا، اقتصادی نمی‌باشد.

مبدل‌های خازن شناور

• نحوه سوئیچ کردن سطوح ولتاژ مختلف در این مبدل به شکل زیر می‌باشد.

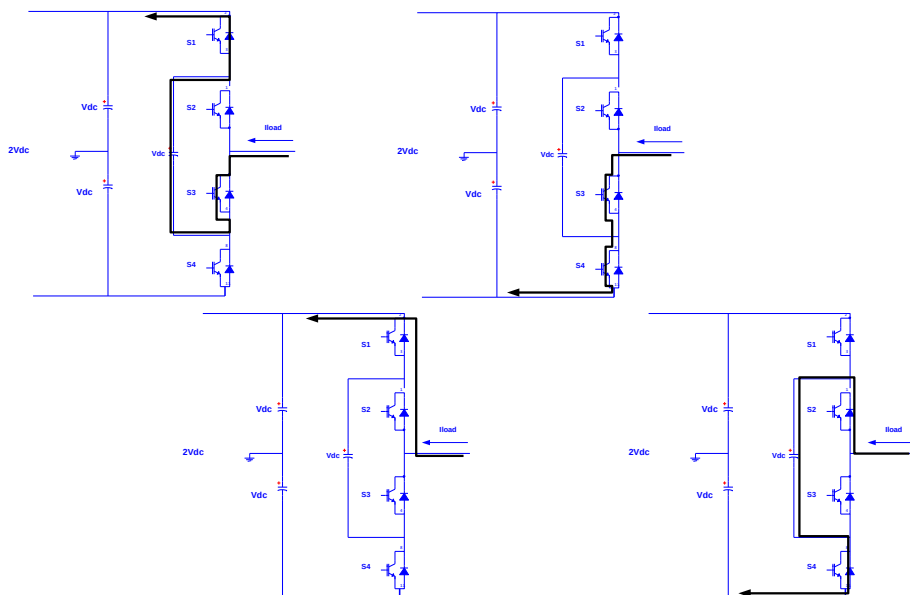
– در صورتیکه دو سوئیچ بالایی $S1$ و $S2$ وصل شوند، ولتاژ لینک مثبت به خروجی راه پیدا می‌کند.

– در صورتیکه دو سوئیچ پایینی $S3$ و $S4$ وصل شوند، ولتاژ لینک منفی به خروجی راه پیدا می‌کند.

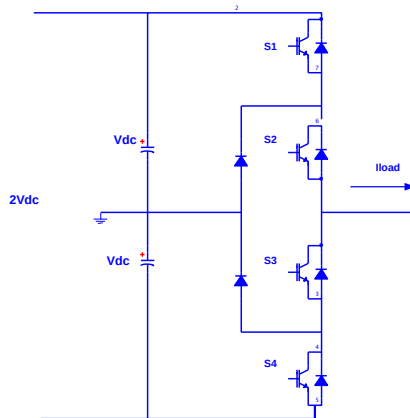
– در صورتیکه دو سوئیچ $S1$ و $S3$ وصل شوند، ولتاژ صفر به خروجی راه پیدا می‌کند.

– در صورتیکه دو سوئیچ $S2$ و $S4$ وصل شوند، ولتاژ صفر به خروجی راه پیدا می‌کند.

مبدل‌های خازن شناور

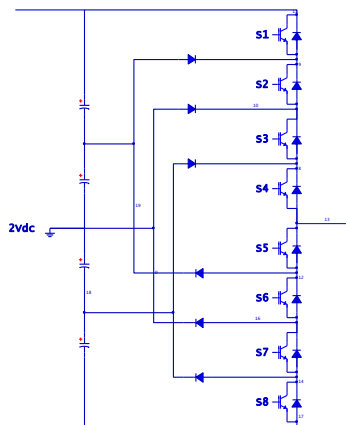


مبدل‌های کلمپ دیودی



- در این نوع از مبدلها از بانک خازنی برای ایجاد سطوح ولتاژ در لینک dc استفاده می‌شود.

مبدل‌های کلمپ دیودی



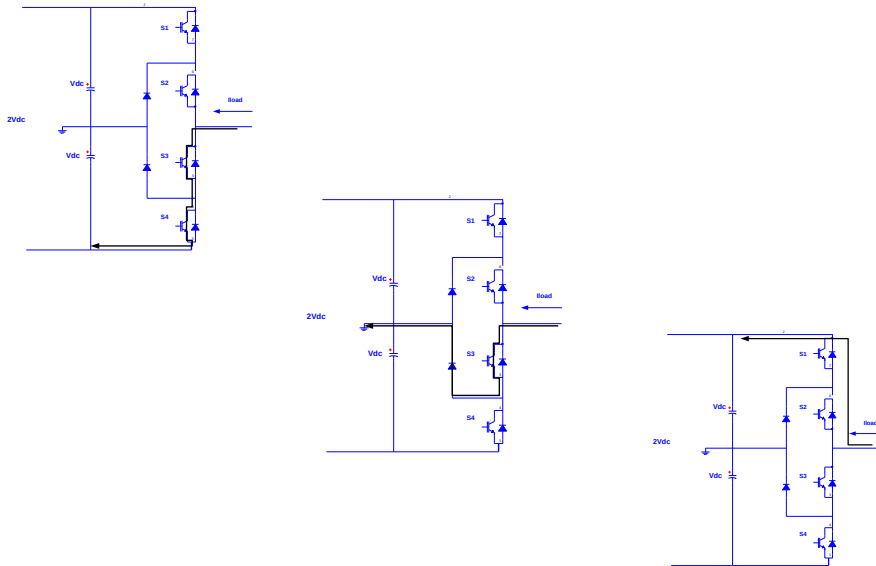
مبدل‌های کلمپ دیودی

- در این مدار نیز مشکل کنترل سطوح ولتاژ ایجاد شده توسط خازنها در لینک dc به چشم می‌خورد.
- افزایش سطوح باعث پیچیدگی کار در مدار می‌شود و مشکلاتی را برای کنترل نحوه کلید زنی و تثبیت سطوح ایجاد می‌کند.
- نیاز به دیودهای با ولتاژ تحمل متفاوت است.

مبدل‌های کلمپ دیودی

- نحوه سوئیچ کردن سطوح مختلف در مبدل سه سطحی کلمپ دیودی بصورت زیر است:
- با وصل کردن سوئیچهای S1 و S2 می‌توان ولتاژ لینک مثبت را به خروجی متصل کرد.
- با وصل کردن سوئیچهای S3 و S4 می‌توان ولتاژ لینک منفی را به خروجی متصل کرد.
- با وصل کردن سوئیچهای S2 و S3 می‌توان ولتاژ صفر را به خروجی متصل کرد

مبدل‌های کلمپ دیودی



مقایسه مبدل‌های چند سطحی

- مبدل کاسکاد
 - + مشخصات ولتاژ و جریان کلیدها مشابه دو مورد دیگر
 - + قابل اجرا برای سطوح ولتاژی مختلف
 - + می توان با سری کردن مبدل‌های H به صورت ماژول‌های جداگانه آنرا ساخت.
 - + مناسب برای کاربردهای ادوات FACTS در کنترل توان راکتیو
 - احتیاج به دو منبع تغذیه ایزوله

مقایسه مبدل‌های چند سطحی

• مبدل خازن شناور

- + مشخصات ولتاژ و جریان کلیدها مشابه دو مورد دیگر
- قابل اجرا برای سطوح ولتاژی محدود
- مشکل انتخاب خازنهای لینک dc در سطوح ولتاژی بالا
- تثبیت ولتاژ خازنهای لینک dc

مقایسه مبدل‌های چند سطحی

• مبدل کلمپ دیودی

- + مشخصات ولتاژ و جریان کلیدها مشابه دو مورد دیگر
- قابل اجرا برای سطوح ولتاژی محدود
- مشکل انتخاب دیودها در سطوح ولتاژی بالا
- مناسب برای کاربردهای ولتاژ و توان پایین

