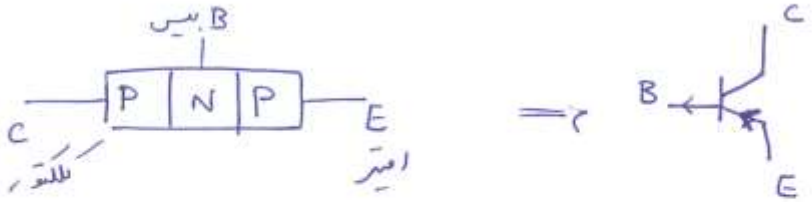
ترانزیستور قدرت :

ترانزیستورها که به عنوان عناصر کلید زنی استفاده می شوند در ناحیه اشباع کار می کنند.

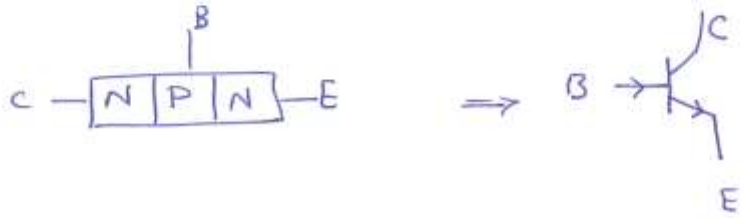
سرعت کلید زنی ترانزیستور بیشتر از تریستورها است به این علت امروزه از ترانزیستور قدرت استفاده می شود.

ترانزیستورهای قدرت به ۴ دسته زیر تقسیم می شوند :

۱- ترانزیستور پیوند دوقطبی Power Bipolar Junction Transistors (BJT)

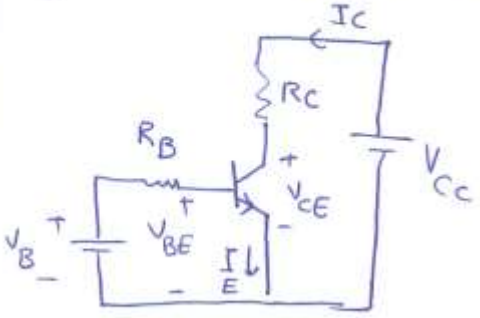


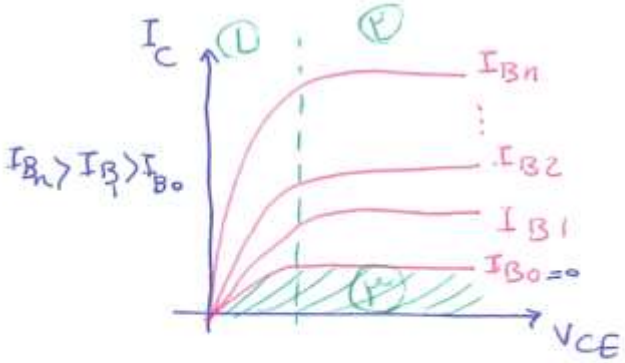
ترانزیستور PNP



ترانزیستور NPN

از نوع NPN به عنوان BJT استفاده خواهد شد (به صورت امیتر مشترک) مثلاً به صورت زیر





مشخصه خروجی $I_c - V_{CE}$ دارای سه ناحیه زیر است :

۱- ناحیه اشباع saturation

۲- ناحیه قطع cutoff

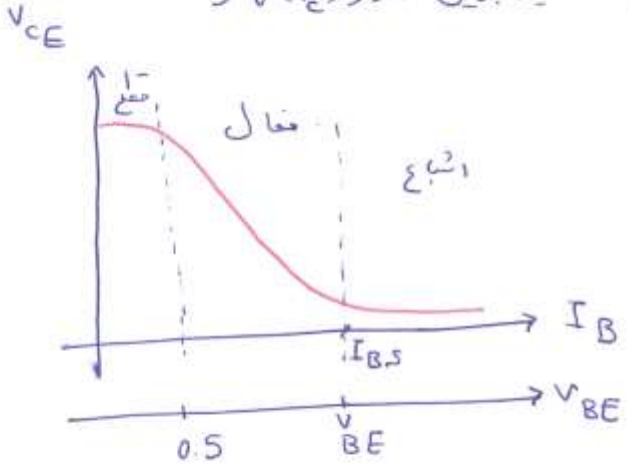
۳- ناحیه فعال Active

• در ناحیه قطع ترانزیستور قطع است (چون جریان بیس برای روشن کردن کافی نیست)

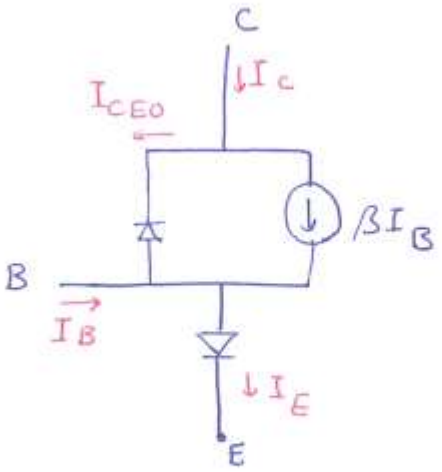
• در ناحیه فعال، ترانزیستور به صورت تقویت کننده عمل می کند (I_C با بهره مشخصی تقویت می گردد)

$$I_C = \beta I_B$$

• در ناحیه اشباع افزایش جریان بیس (I_B) موجب افزایش جریان کلکتور (I_C) نمی گردد.



آنرا مدل ترانزیستور NPN را بسم کنیم :



(A)

I_{CEO} : جریان نشتی کلکتور - امیتر

$I_C + I_B = I_E$, $I_C = \beta I_B + I_{CEO}$

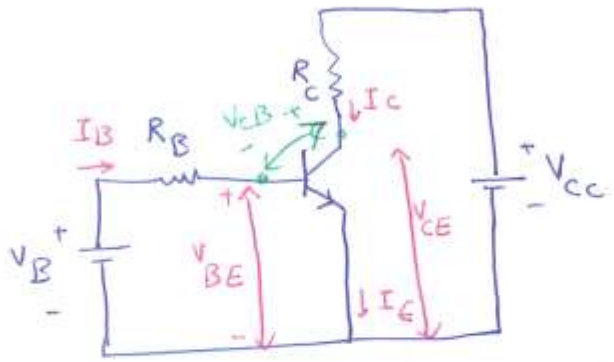
$\beta = \frac{I_C}{I_B}$ بهره جریان : I_{CEO} با چشم پوشی از

$$\Rightarrow I_E = \underbrace{\beta I_B + I_{CEO}}_{I_C} + I_B = (1+\beta) I_B + I_{CEO} \simeq (1+\beta) I_B$$

$$\Rightarrow I_E = (1+\beta) I_B = I_C \frac{(1+\beta)}{\beta} \xrightarrow{\frac{1}{\alpha}} I_C = \alpha I_E$$

$$\Rightarrow \alpha = \frac{\beta}{1+\beta} \quad , \quad \beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$$

حال مدار زیر را بررسی می کنیم که در آن ترانزیستور نقش کلید عمل می کند :



(B)

$$I_B = \frac{V_B - V_{BE}}{R_B} = \frac{\beta I_C}{\beta} \Rightarrow I_C = \frac{\beta}{R_B}(V_B - V_{BE})$$

$$V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C = V_{CC} - \frac{\beta R_C}{R_B}(V_B - V_{BE})$$

$$V_{CE} = V_{CB} + V_{BE} \Rightarrow V_{CB} = V_{CE} - V_{BE}$$

رابطه نشان می دهد که اگر $V_{CE} \geq V_{BE}$ باشد در اینصورت

طبق شکل (A) دیود بین C و B به صورت معکوس بایاس می شود و ترانزیستور در ناحیه فعال قرار می گیرد

یعنی $I_{CEO} = 0$ و $I_C = \beta I_B$ می شود.

اگر بگیریم $V_{CB}=0$ ⇐ $V_{CE}=V_{BE}$ ⇐ ماکزیمم جریان I_C و I_B بدست می‌آید:

ماکزیمم جریان I_C

$$I_{Cm}=\frac{V_{CC}-V_{CE}}{R_C}=\frac{V_{CC}-V_{BE}}{R_C}$$

از رابطه $V_{CE}=V_{CC}-R_C I_C$

$$I_{Bm}=\frac{I_{Cm}}{\beta}$$

اگر $I_B > I_{Bm}$ گردد، V_{BE} و I_C شروع به افزایش می‌یابد ⇐ V_{CE} کم می‌گردد، $V_{CE} < V_{BE}$

می‌گردد ⇐ تا جایی که V_{CE} بایاس مستقیم می‌گردد و V_{BC} در حدود 0.5^V می‌گردد

⇐ ترانزیستور به اشباع می‌رود ⇐ پس از آن افزایش جریان بیس موجب افزایش I_C نمی‌شود

پس I_C در اشباع ثابت است.

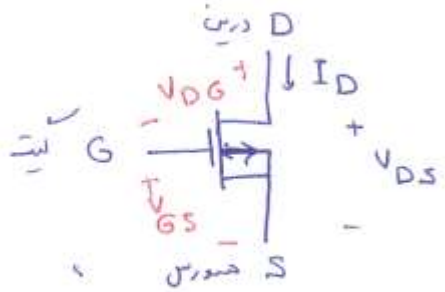
بنابراین اگر به بیس ترانزیستور پالس بدهیم ترانزیستور در ناحیه اشباع مانند کلید عمل می‌کند

و روشن می‌گردد و اگر پالس را قطع کنیم خاموش می‌گردد.

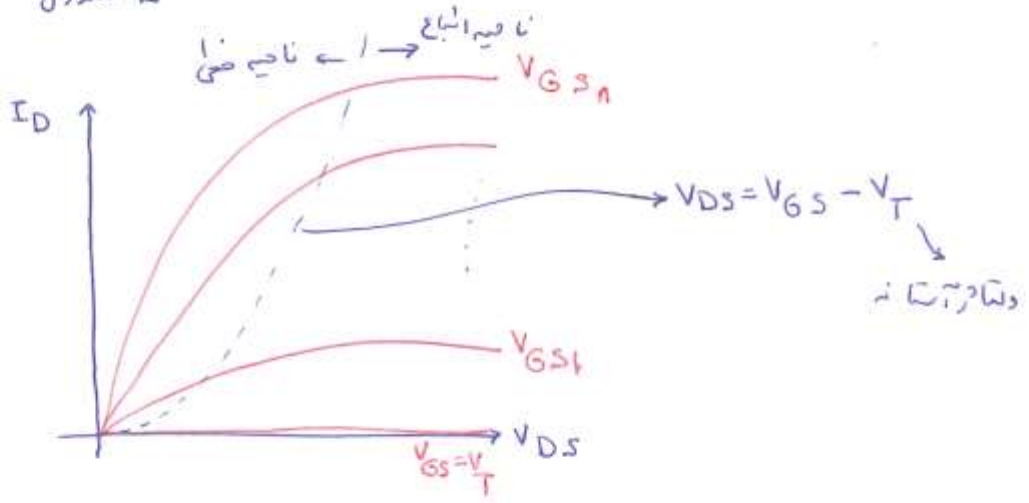
پس BJT وسیله‌ای کنترل شونده با جریان است و برای داشتن جریان در کلکتور به جریان

بیس نیاز است چون I_C وابسته به I_B می‌باشد.

۲- MOSFET قدرت : یک عنصر کنترل شونده با ولتاژ است و تنها به جریان ورودی (I_B) کمی نیاز دارد. سرعت کلیدزنی آن بالا و در حد ns است.



مشخصه :



$V_{GS} < V_T \Rightarrow$ ناحیه قطع

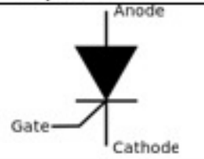
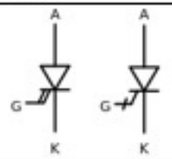
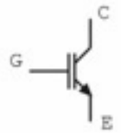
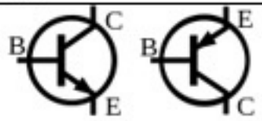
$V_{DS} \geq V_{GS} - V_T \rightarrow$ ناحیه اشباع

$V_{DS} \leq V_{GS} - V_T \Rightarrow$ ناحیه خطی

۳- ترانزیستور دوقطبی عایق شده
Insulateel-gate Bipolar Transistor (IGBT)

۴- ترانزیستور القایی استاتیک
Static Induction Transistor(SIT)

همه ترانزیستورها با اعمال پالس مثبت و با وجود $V_{DS} >$ روشن می شوند و با قطع پالس خاموش می گردند.

Characteristic	Thyristor	GTO	IGBT	BJT	MOSFET
Symbol					
Gate Control Variable	Current	Current	Voltage	Current	Voltage
Control of Gate or Base	Gate has no control once turned on	Reverse Gate Pulse	Gate has control	Base has control	Gate has control
Drive Power		Medium	Minimal	Large	Minimal
On State Voltage Drop	<2V	Low	Medium (3.3V)	Low (<2V)	High (4-10V)
Voltage Range	(5kV)	(3kV)	(2 – 3.5kV)	(1.5kV)	(1kV)
Current Range	3kA	2kA	(500A – 2kA)	(750A – 1kA)	(150A)
Power Range	56MVA	12.5MVA	1MVA	1MVA	100kVA
Switching Losses	Medium	High	Low	Medium to High	Very Low
Conduction Losses	Low	Low	High	Low	High
Upper Frequency (Hz)	400 – 10k	10k	50k		1M
Switching Frequency (Hz)	100 – 1k	100 – 1k	160k	20k	1G
Switching Time (us)	20	25	0.5	10	0.7
On State Resistance (Ohm)	0.25m – 2.24m	2.5m	60m		0.6
Gate Drive Circuitry		Medium	Simple	Complex	Simple
Snubber	Unpolarized		Non-essential	Polarized	Non-essential
Temperature Coefficient	Negative		Flat (Positive @ High Current)	Negative	Positive
Cost					
Reliability	High	High		Low	High (Limited in Thermal)
Efficiency					
Applications	AC to DC converters, AC Voltage Controllers, Electronic Circuit Breakers		DC to AC converters, AC Motor Drives, UPS, Choppers, SMPS	DC to AC converters, Induction Motor Drives, UPS, SMPS, Choppers	DC Choppers, Low Power UPS, SMPS, Brushless DC Motor Drives

IGBT Comparison Table [1]			
Device Characteristic	Power Bipolar	Power MOSFET	IGBT
Voltage Rating	High <1kV	High <1kV	Very High >1kV
Current Rating	High <500A	High > 500A	High >500A
Input Drive	Current ratio h_{FE} 20-200	Voltage V_{GS} 3-10V	Voltage V_{GE} 4-8V
Input Impedance	Low	High	High
Output Impedance	Low	Medium	Low
Switching Speed	Slow (µs)	Fast (ns)	Medium
Cost	Low	Medium	High

ترانزیستور را از جهت نوع ولتاژ و جریان و فرکانس کلید زنی به دسته ی زیر می توان تقسیم کرد:

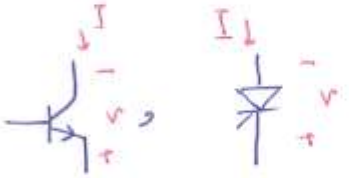
	V	I	f
BJT	1200 V	4000 A	10 KHz
IGBT	1200 V	400 A	20 KHz
MOSFET	100 V	50 A	10 KHz
SIT	1200 V	300 A	100 KHz

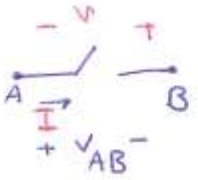
FET : فت کلید دیگری است که از ترکیب دوازی - کلوس یک MosFET و یک ترانزیستور تشکیل یافته است

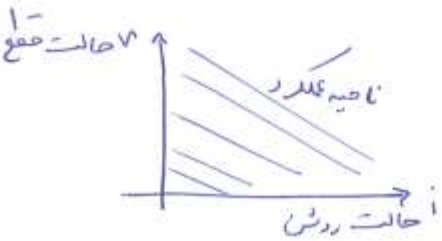
در انواع مبدلهای قدرت از ترکیب انواع ترانزیستور با دیود استفاده می‌کنند تا کلیدهای یکطرفه یا دوطرفه ایجاد شود. جهت مشخص کردن ناحیه عملکرد کلیدهای ترکیبی از مشخصه $i-v$ استفاده می‌شود که در آن v ولتاژ حالت قطع و i ولتاژ حالت وصل می‌باشد.

۱- کلید یکطرفه از دیدگاه ولتاژ و جریان:

ترانزیستور و ترانزیستور جزو این دسته می‌باشند

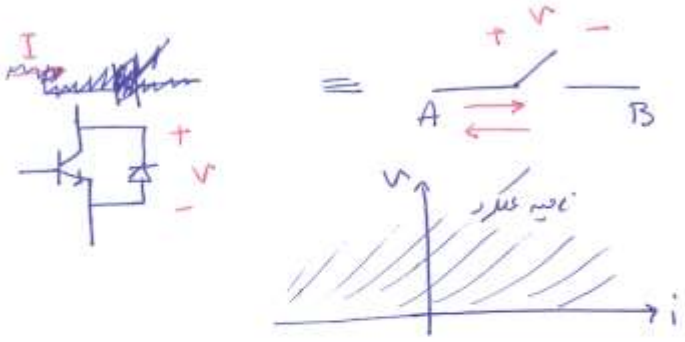


اگر هر دو را به صورت  نشان دهیم:

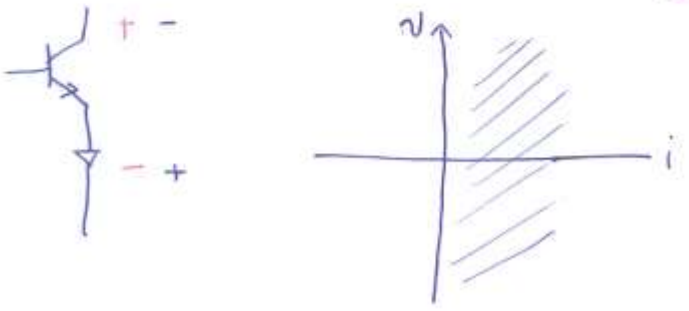


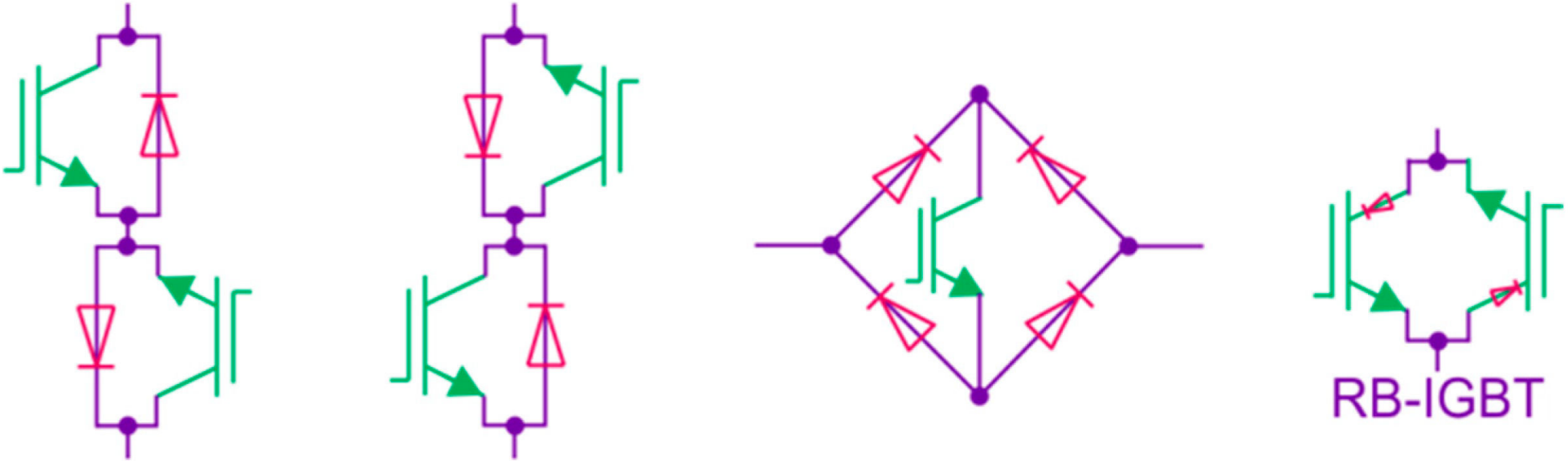
۲- کلید یکطرفه از لحاظ ولتاژ و دوطرفه از لحاظ جریان:

در حالت قطع ولتاژ در یک جهت است ولی در حالت وصل جریان در دو جهت است مثل ترانزیستور دوطرفی با دیود



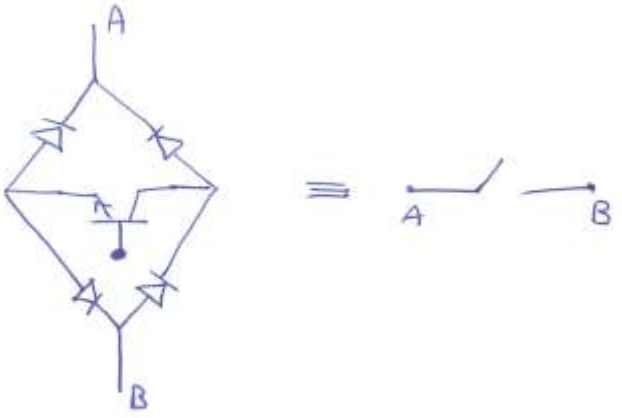
۳- کلید یکطرفه از لحاظ جریان و دوطرفه از لحاظ ولتاژ:

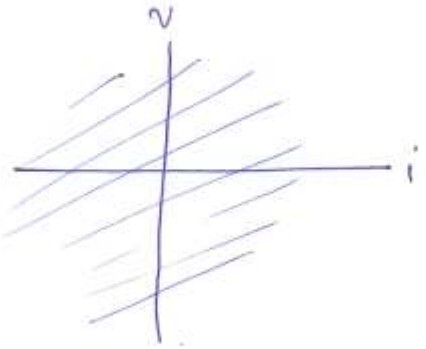


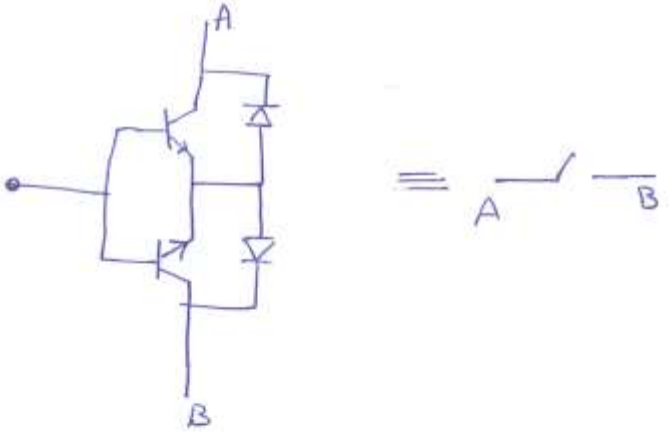


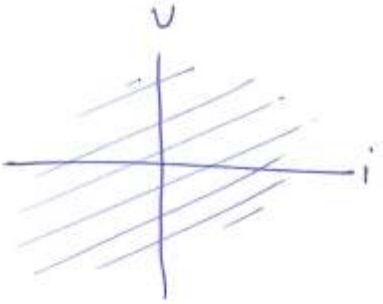
(a) (b) (c) (d)

٤- کلید دوطرفه از لحاظ ولتاژ و جریان :







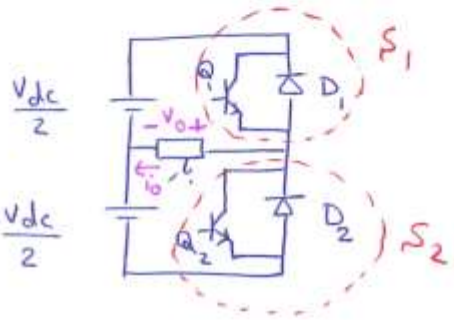


مبدل های DC/AC (اینورتر) :

مبدلهایی که ولتاژ dc را به ac تبدیل می کنند .

کاربرد : در UPS و فیلترهای اکتیو و...

اینورتر نیم پل تک فاز :



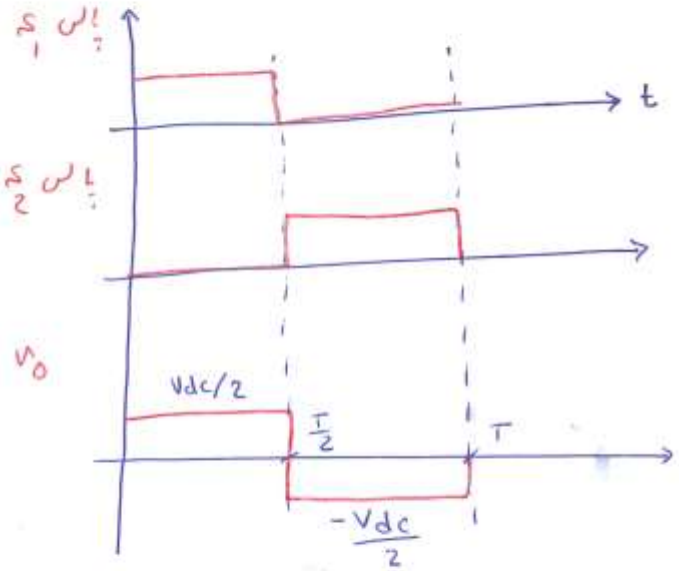
به مجموعه ترانزیستور قدرت و دیود موازی هکلوس گفته میشود

خواهیم گفت . در کلید S_1 و S_2 نباید همزمان روشن

شوند چون در اینصورت منابع ولتاژ اتصال کوتاه می شوند .

اگر می خواهیم V_o ولتاژ ac با فرکانس $f = \frac{1}{T}$ باشد در $\frac{T}{2}$ دوره تناوب S_1 را روشن

می کنیم و در $\frac{T}{2}$ بعدی S_2 را روشن می کنیم :

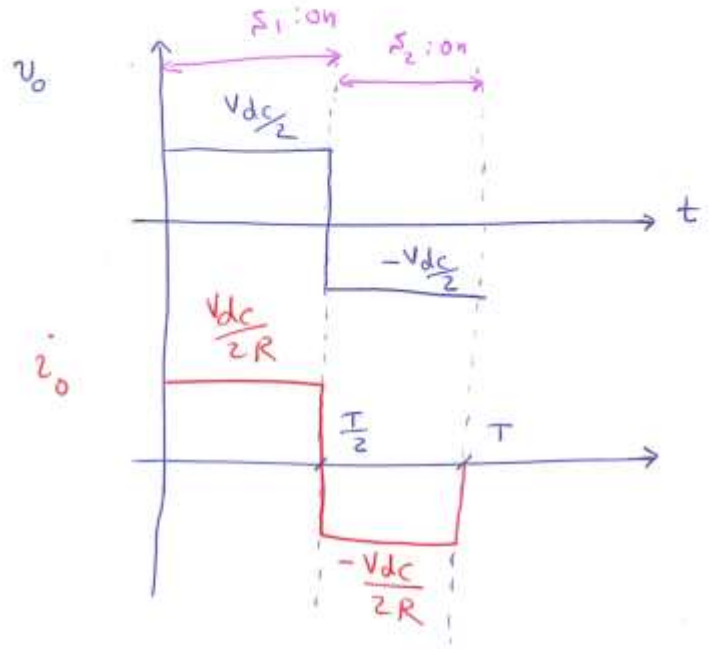


می توان با بسط V_o به سری فوریه جمله اول سری فوریه را بدست آورد .

دیده می شود که با تقارن نیم موج ای مثبت و منفی V_o جمله dc و مولفه های زوج سری فوریه صفر می باشد

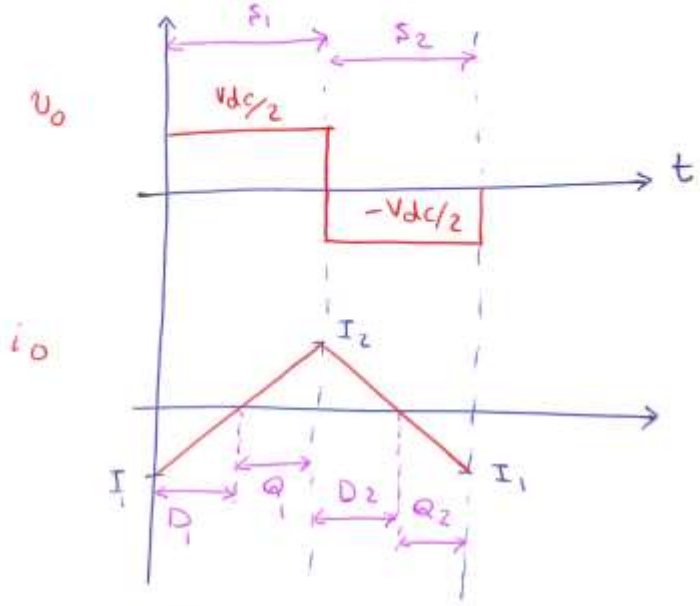
در ادامه شکل موج جریان را برای انواع بارها رسم می‌کنیم:

بار اهمی (R):



همواره داریم: $i_o = \frac{v_o}{R}$

بار سلفی (L):



$0 < t < \frac{T}{2} \xrightarrow{S_1:on} i_o'(t) = \frac{V_{dc}}{2L} \rightsquigarrow i_o(t) = \frac{V_{dc}}{2L}t + k \left\} \begin{matrix} \\ i_o(0) = I_1 \end{matrix} \right\} \Rightarrow k = I_1 \rightsquigarrow i_o(t) = \frac{V_{dc}}{2L}t + I_1 \Rightarrow i_o(\frac{T}{2}) = \frac{V_{dc}T}{2L} + I$

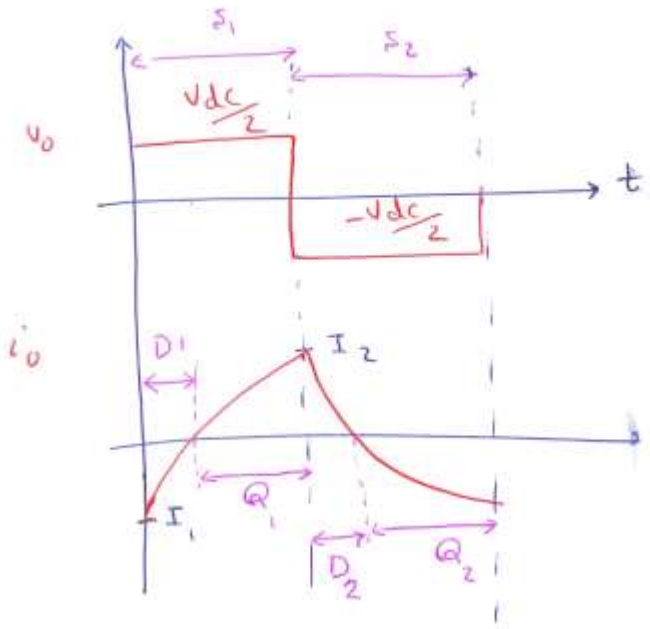
اگر $i_o(t) < 0 \rightsquigarrow D_1$ هدایت می‌کند $\Rightarrow \frac{V_{dc}}{2L} * t + I_1 < 0 \Rightarrow t < -\frac{2I_1L}{V_{dc}}$

اگر $i_o(t) > 0 \rightsquigarrow Q_1$ هدایت می‌کند $\Rightarrow \frac{V_{dc}}{2L}t + I_1 > 0 \rightsquigarrow t > -\frac{2I_1L}{V_{dc}}$

$\frac{T}{2} < t < T \xrightarrow{S_2:on} i_o' = -\frac{V_{dc}}{2L} \rightsquigarrow i_o(t) = -\frac{V_{dc}}{2L}t + k \left\} \begin{matrix} \\ i_o(\frac{T}{2}) = I_2 \end{matrix} \right\} \rightsquigarrow k = I_2 + \frac{V_{dc}}{4L}T \rightsquigarrow$

$i_o(t) = -\frac{V_{dc}}{2L}t + \frac{V_{dc}}{4L}T + I_2 \Rightarrow$ اگر $i_o(t) < 0 \Rightarrow Q_2$ هدایت می‌کند؛ اگر $i_o(t) > 0 \Rightarrow D_2$ هدایت می‌کند

بار اهمی-سلفی (RL) :

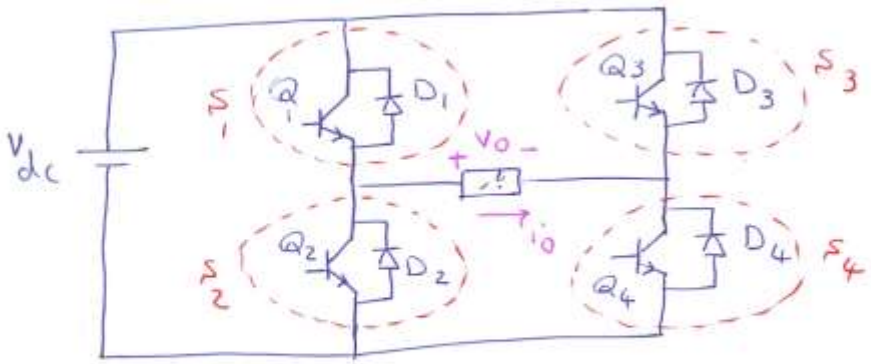


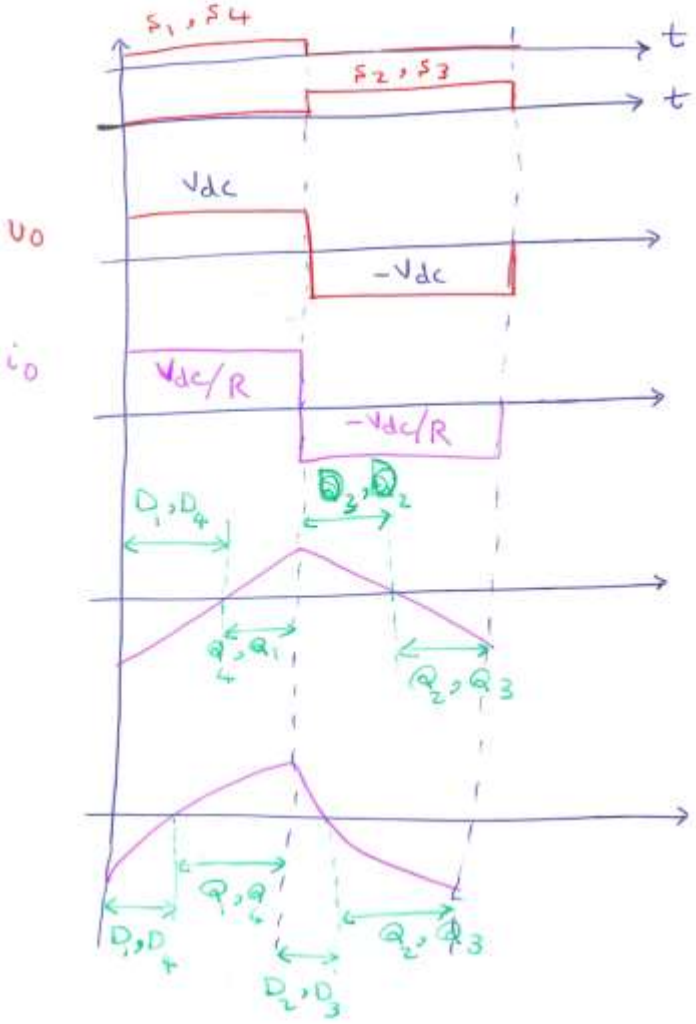
$0 < t < \frac{T}{2} \Rightarrow S_1$ on $\rightarrow R i_o + L i_o' = \frac{V_{dc}}{2} \rightsquigarrow i_o' + \frac{R}{L} i_o = \frac{V_{dc}}{2L}$

$$\rightsquigarrow \begin{cases} i_{on} = A e^{-\frac{R}{L}t} \\ i_{op} = k \rightsquigarrow i_{op}' = 0 \rightsquigarrow \frac{R}{L} k = \frac{V_{dc}}{2L} \rightsquigarrow k = \frac{V_{dc}}{2R} \end{cases}$$

$$\rightsquigarrow \begin{cases} i_o = A e^{-\frac{R}{L}t} + \frac{V_{dc}}{2R} \rightsquigarrow A = I_1 - \frac{V_{dc}}{2R} \rightsquigarrow i_o = \left(I_1 - \frac{V_{dc}}{2R}\right) e^{-\frac{R}{L}t} + \frac{V_{dc}}{2R} \\ i_o(0) = I_1 \end{cases}$$

اینورتر تمام پل تکفاز :





جریان بار اهمی

جریان بار سلفی

جریان بار اهمی سلفی

اگر جدا اول سری فوریه را برای v_o نیز تمام پل تکفاز بنویسیم :

چون v_o مزداست در اینصورت در کانون $a_0 = a_n = 0$ است پس :

$$b_n = \frac{1}{\pi}\int_{-\pi}^{\pi} v_o \sin\omega t\, d\omega t = \frac{1}{\pi}\int_{0}^{2\pi} v_o \sin\omega t\, d\omega t =$$

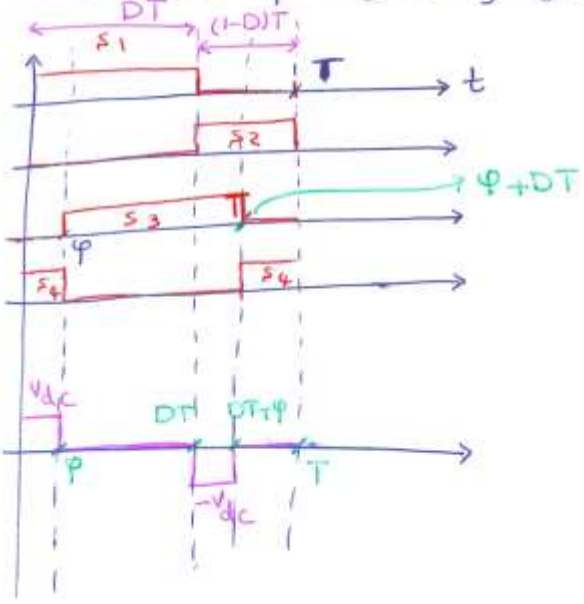
$$= \frac{1}{\pi}\left[\int_{0}^{\pi} V_{dc}\sin\omega t\, d\omega t + \int_{\pi}^{2\pi} -V_{dc}\sin\omega t\, d\omega t\right] = \frac{-V_{dc}}{\pi}\left([\cos\omega t]_{0}^{\pi} - [\cos\omega t]_{\pi}^{2\pi}\right)$$

$$= \frac{4V_{dc}}{\pi} \rightsquigarrow v_o = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_{dc}}{n\pi}\sin\omega t$$

$$\rightsquigarrow v_{o1} = \frac{4V_{dc}}{\pi}\sin\omega t \rightsquigarrow V_{o1\,rms} = \frac{4V_{dc}}{\sqrt{2}\,\pi}$$

دیده می شود که اگر در نصف دوره تناوب S_1 و S_4 در نصف دوره بعدی S_2 و S_3 روشن گردند در اینصورت V_{qrms} همیشه ثابت خواهد بود .

برای اینکه جدا اول سری فوریه را تغییر دهیم می توان S_3 را با زاویه φ روشن کرد :



در اینجا برای اثر جمله اول سری فوریه را بدست آوریم :

$$b_n = \frac{1}{\pi}\left(\int_{0}^{\varphi} V_{dc}\sin\omega t\, d\omega t + \int_{DT}^{DT+\varphi} -V_{dc}\sin\omega t\, d\omega t\right) = \frac{-V_{dc}}{\pi}\left[\cos\varphi - 1 - \cos(DT+\varphi) + \cos DT\right]$$

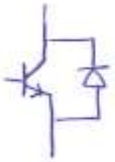
دیده می شود که b_n یعنی دامنه جمله اول سری فوریه به D و φ وابسته است

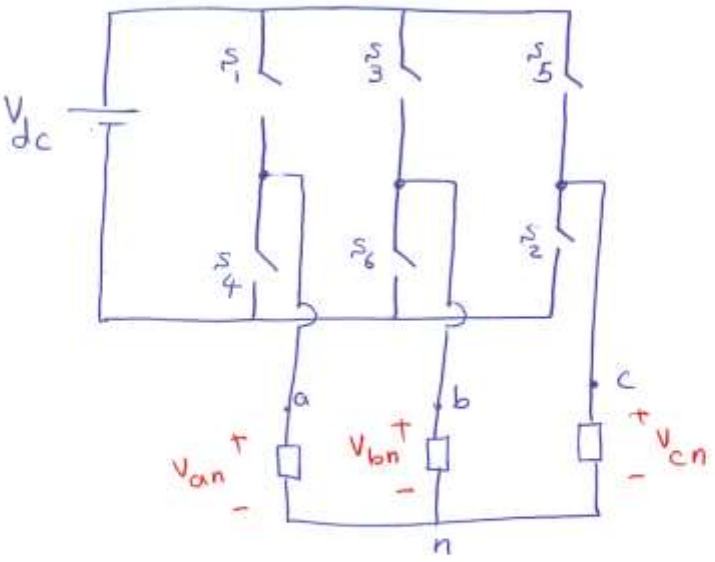
در این روش در V_o سه سطح داریم $\begin{cases} V_{dc} \\ -V_{dc} \\ 0 \end{cases}$

در اینورترهای تک فازی که تاکنون بررسی کردیم فرکانس کلید زنی برابر فرکانس V_o بود یعنی روش کنترلی فرکانس پایه بود.

اینورتر سه فاز: بدو با یه روش کنترلی مرکاش با یه

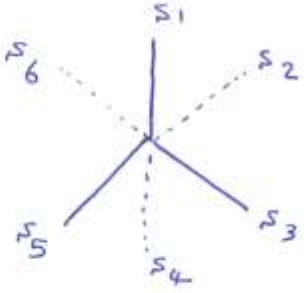
هر کلید یه:





سه نوع هدایت ۱۲۰ ، ۱۵۰ و ۱۸۰ را در این روش کنترلی داریم. منظور از هدایت مثلاً ۱۲۰ این است که هر کلید 120° هدایت می‌کند (در هر 360°).

روش ترکیب ناقلداری کلیدها در مدار بالا به صورت زیر است



در کل در هر حفظ پر کلیدهای بالایی و حفظ حفاضین کلیدهای پایین می‌باشند. هر کلید روبروی هم به طور همزمان نمی‌تواند روشن شود (چون V_{dc} اتصال کوتاه می‌شود)

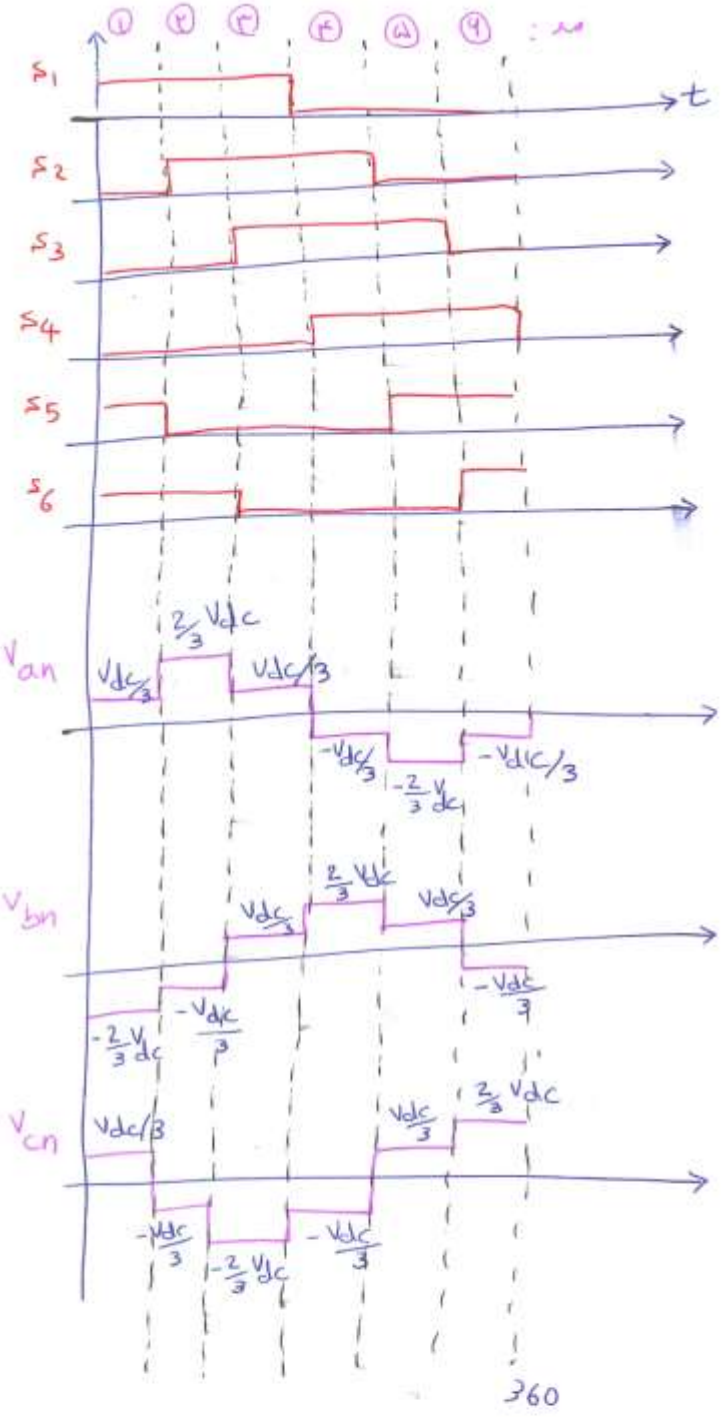
یعنی:
- S_1 Not S_4
- S_3 Not S_6
- S_5 Not S_2

شکل نشان می‌دهد که کلید در دیاگرام بعدی 60° از کلید قبلی روشن می‌گردد پس با یک دوره تناوب (360°) را به ۶ قسمت 60° ای تقسیم کرد.

هدایت ۱۸۰° :

در این هدایت هر کلید ۱۸۰° هدایت می کند

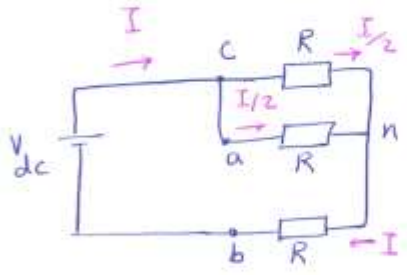
این هدایت دارای ۶ مد کاری می باشد



V_{an} دارای ۴ سطح است

$\pm \frac{V_{dc}}{3}$

$\pm \frac{2}{3} V_{dc}$

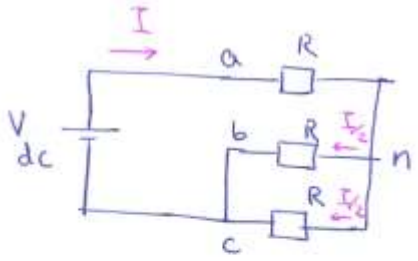


مد ۱ : on کلید S_1 و S_5 و S_6

$$R_{eq} = \frac{R}{2} + R = \frac{3}{2} R \Rightarrow I = \frac{V_{dc}}{\frac{3}{2} R} = \frac{2}{3} \frac{V_{dc}}{R}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} V_{an} = V_{cn} = \frac{I}{2} R = \frac{V_{dc}}{3} \\ V_{bn} = -I R = -\frac{2}{3} V_{dc} \end{cases}$$

مد ۲ : S_1, S_2, S_6 : on

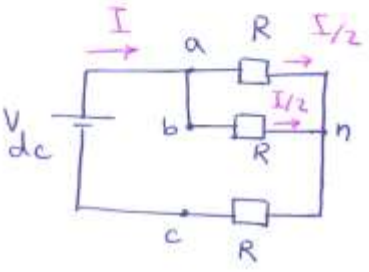


$$R_{eq} = \frac{3}{2} R$$

$$I = \frac{2}{3} \frac{V_{dc}}{R}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} V_{an} = R I = \frac{2}{3} V_{dc} \\ V_{bn} = V_{cn} = -R \frac{I}{2} = -\frac{V_{dc}}{3} \end{cases}$$

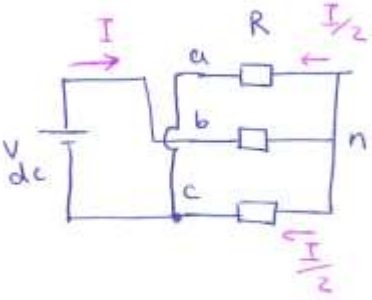
مد ۳ : S_1, S_2, S_3 : on



$$R_{eq} = \frac{3}{2} R \rightsquigarrow I = \frac{2}{3} \frac{V_{dc}}{R}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} V_{an} = V_{bn} = R \frac{I}{2} = \frac{V_{dc}}{3} \\ V_{cn} = -IR = -\frac{2}{3} V_{dc} \end{cases}$$

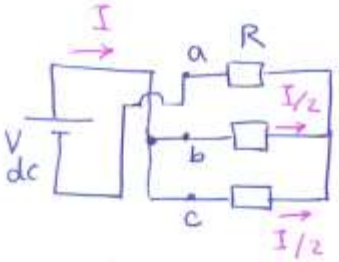
مد ۴ : S_2, S_3, S_4 : on



$$R_{eq} = \frac{3}{2} R \rightsquigarrow I = \frac{2}{3} \frac{V_{dc}}{R}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} V_{an} = V_{cn} = -R \frac{I}{2} = -\frac{V_{dc}}{3} \\ V_{bn} = +R I = +\frac{2}{3} V_{dc} \end{cases}$$

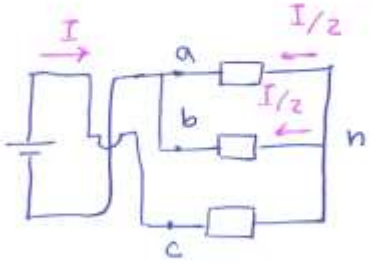
مد ۵ : S_3, S_4, S_5 : on



$$R_{eq} = \frac{3}{2} R \rightsquigarrow I = \frac{2}{3} \frac{V_{dc}}{R}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} V_{an} = -IR = -\frac{2}{3} V_{dc} \\ V_{bn} = V_{cn} = \frac{I}{2} R = \frac{V_{dc}}{3} \end{cases}$$

مد ۶ : S_4, S_5, S_6 : on

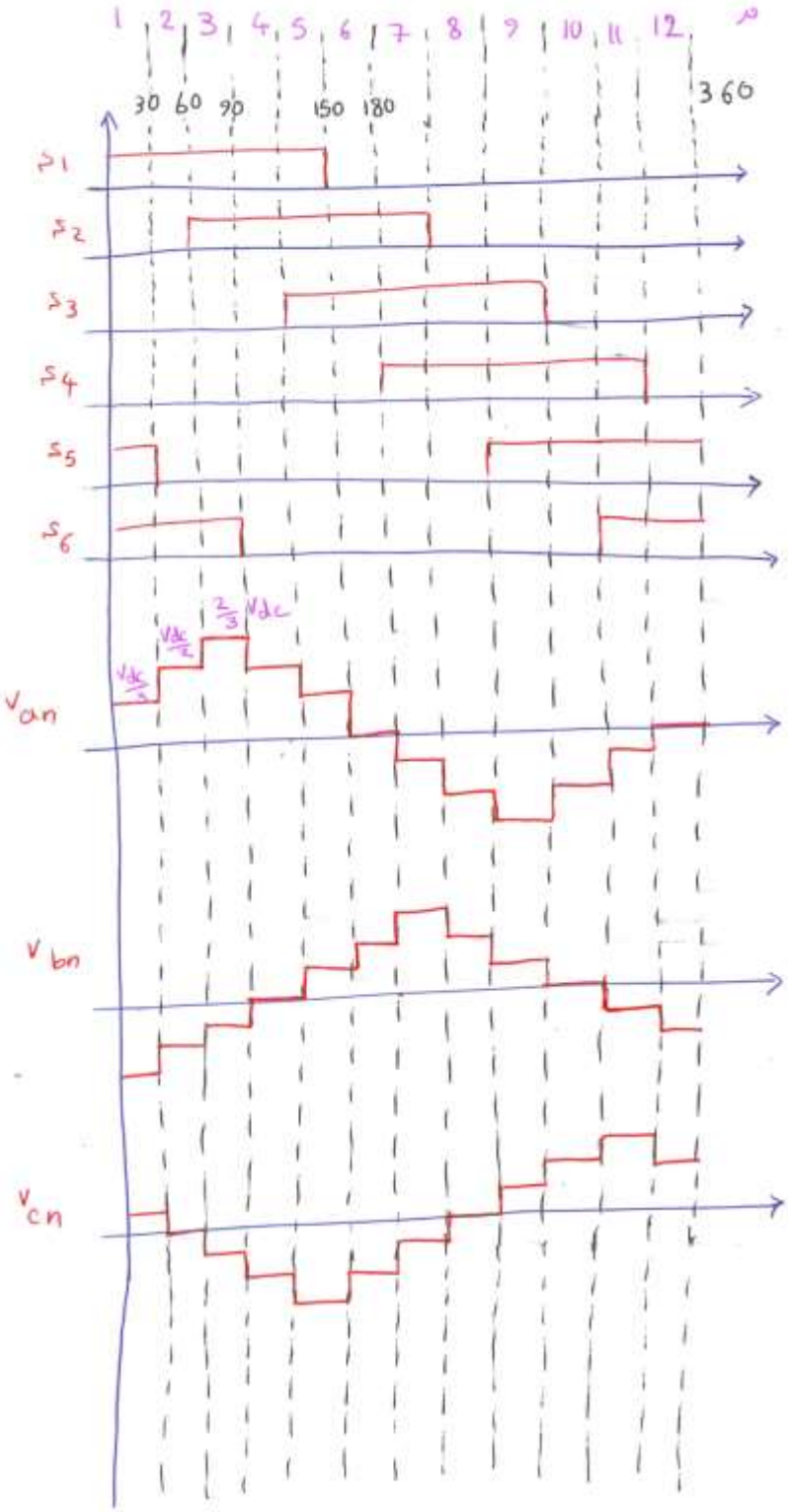


$$R_{eq} = \frac{3}{2} R \rightsquigarrow I = \frac{2}{3} \frac{V_{dc}}{R}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} V_{an} = V_{bn} = -R \frac{I}{2} = -\frac{V_{dc}}{3} \\ V_{cn} = IR = \frac{2}{3} V_{dc} \end{cases}$$

هدایت ۱۵۰° :

در این هدایت هر کلید ۱۵۰° هدایت می‌کند



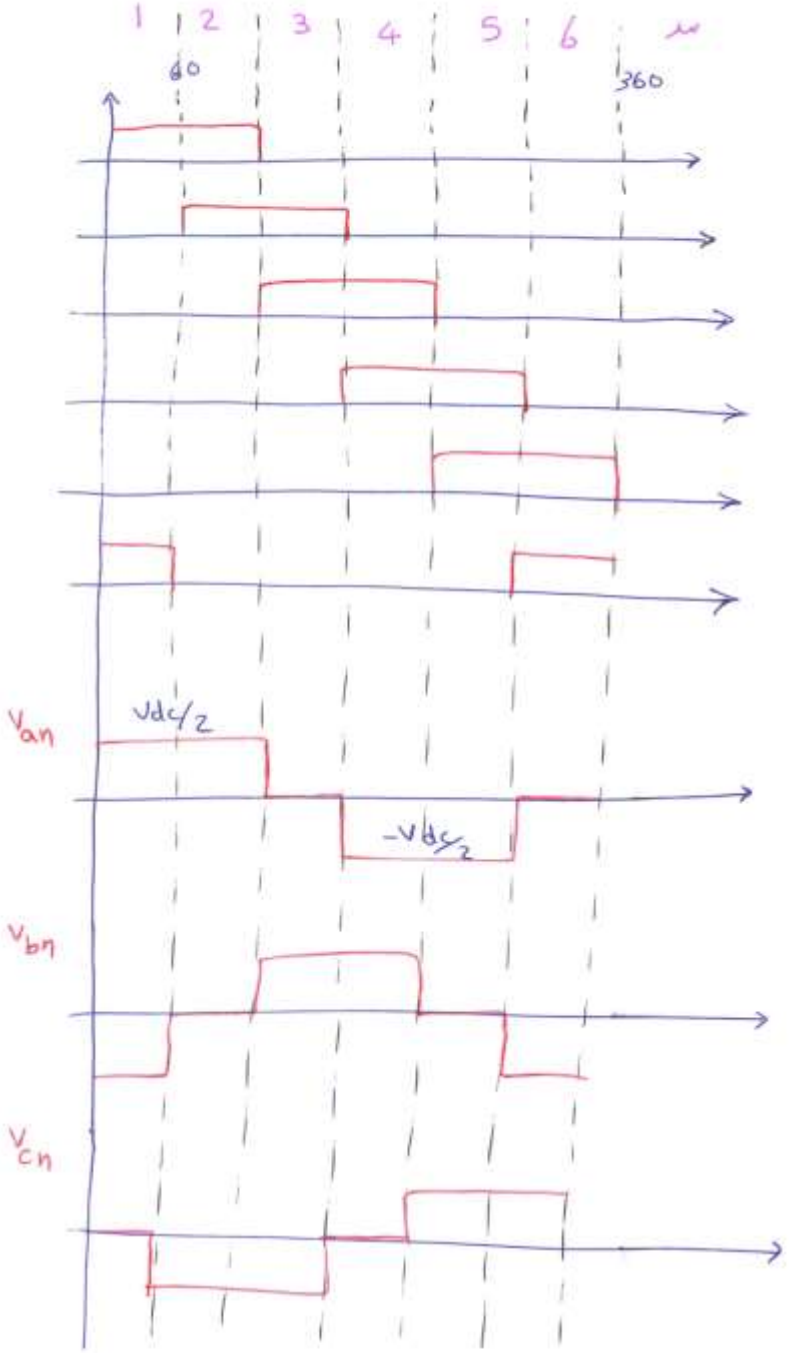
هدایت ۱۵۰° دارای ۷ سطح ولت

- $\pm \frac{V_{dc}}{3}$
- $\pm \frac{V_{dc}}{2}$
- $\pm \frac{2}{3} V_{dc}$
- ۰

هدایت ۱۲۰° :

در این هدایت هر کلید ۱۲۰° هدایت می کند :

هدایت ۱۲۰° دارای ۳ سطح ولتاژ $\pm \frac{V_{dc}}{2}$ و ۰ می باشد



← در هدایت 180° در هر زمان سه کلید روشن می‌باشد و اگر هدایت بیشتر از 180° شود در یک بازوی اینورتر دو کلید همزمان روشن می‌گردد ⇐ منبع V_{dc} اتصال می‌بیند

← در هدایت 120° در هر زمان دو کلید روشن می‌شود. اگر هدایت کمتر از 120° باشد در بعضی از زمان‌ها فقط یک کلید روشن می‌شود که در اینصورت امپدانس خروجی اینورتر به درستی خواهد بود.

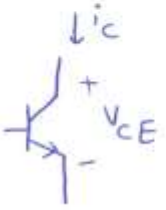
مقایسه اینورترها:

فعلاً در اینجا می‌خواهیم هدایت 120° و 180° را با یکدیگر مقایسه کنیم. جهت مقایسه باید از نظر

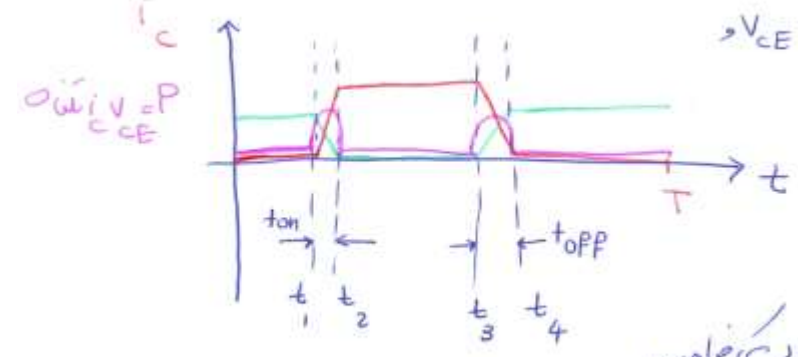
- تلفات کلیدزنی
- THD

با هم مقایسه گردند. اگر تلفات کلیدزنی کم باشد راندمان بالا می‌رود. و هرچه THD کم باشد شکل موج سینوسی‌تر خواهد بود.

تلفات کلیدزنی:



اگر یک ترانزیستور قدرت داشته باشیم که در یک دوره تناوب کلیدزنی یک بار روشن و یک بار خاموش شود در اینصورت ولتاژ (V_{CE}) دوسر آن و جریان آن (I_C) و توان لحظه‌ای آن فعلاً به صورت زیر خواهد بود



دیده می‌شود که اگر کلید را ایده‌آل بگیریم (یعنی در هدایت $V_{CE} = 0$ و در حالت قطع $i_C = 0$) در اینصورت فقط در زمان روشن و خاموش شدن توان مصرفی تلفات داریم. بنابراین هرچه تعداد سوئیچینگ در یک دوره تناوب کم باشد تلفات کم خواهد بود

جهت مقایسه اینورتر از جهت شباهت و... باید شخص های کارایی بررسی گردد.

شاخص ها یا پارامترهای کارایی (Performance Parameters):

۱- ضریب هارمونیک nام : (Harmonic Factor)

$$HF_n = \frac{V_n}{V_1}$$

V_n ← مقدار موثر هارمونیک n

V_1 ← مقدار موثر مولفه اصلی

مقداری است جهت نشان دادن تاثیر هریک از هارمونیک ها.

هرقدر HF_n کم باشد بهتر است. ایده آل صفر است.

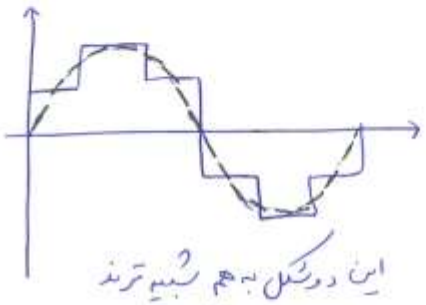
۲- اعوجاج هارمونیک کل : (Total Harmonic Distortion)

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2,3,..}^{\infty} V_n^2}}{V_1}$$

$\sqrt{\sum_{n=2,3,..}^{\infty} V_n^2}$ ← مقدار موثر هارمونیک ها

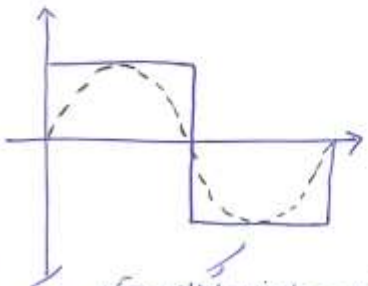
V_1 ← مقدار موثر مولفه اصلی

THD نشان به بین یک شکل موج و مولفه اصلی آن را نشان می دهد. مقدار ایده آل آن صفر است.



این دو شکل به هم شبیه ترند
THD کم است ⇐

(B)



شباهت این دو شکل در مقایسه با شکل B کمتر است
THD زیاد است. ⇐

(A)

۳- ضریب اعوجاج (Distortion Factor)

$$DF = \frac{1}{V_1}\sqrt{\sum_{n=2,3,..} \left(\frac{V_n}{n^2}\right)^2}$$

اگر برای حذف یک هارمونیک فیلتر طراحی کنیم.
نشان به شکل موج به مولفه اصلی پس از طراحی فیلتر چگونه است؟

$$DF_n = \frac{V_n}{V_1 n^2}$$

ضریب اعوجاج هارمونیک nام

هردو اینورتر هدایت ۱۲۰° و ۱۸۰° دارای تعداد مقطع دوصل للید و در نتیجه تلفات کلید

می باشند ولی هدایت ۱۵۰° دارای هارمونیک کمتری است و خروجی آن سینوسی تری باشد

تعریف مدولاسیون : سوار کردن سیگنال اطلاعات (با فرکانس کم) (مرجع) بر روی سیگنال حامل (فرکانس بالا)

برای اینورترها با استراتژی کنترلی سوئیچ زنی مناسب می توان شکل موج خروجی را بهبود کرد.

موثرترین روش برای کنترل بهبود دامنه خروجی به کارگیری مدولاسیون پهنای پالس (PWM) (Pulse Width Modulation) می باشد.

روش های رایج مدولاسیون :

- مدولاسیون پهنای پالس منفرد
- مدولاسیون پهنای پالس چندگانه
- مدولاسیون پهنای پالس سینوسی
- مدولاسیون پهنای پالس سینوسی بهبود یافته
- مدولاسیون باندهیسترزیس

در انواع روش های مدولاسیون :

- f_o فرکانس ولتاژ خروجی اینورتر
- f_r فرکانس سیگنال مرجع
- f_c فرکانس سیگنال حامل (کریر)
- A_r دامنه سیگنال مرجع
- A_c دامنه سیگنال حامل
- $M = \frac{A_r}{A_c}$ شاخص مدولاسیون دامنه — $0 < M < 1$ و قابل کنترل
- δ پهنای پالس

می باشند.

مدولاسیون پهنای پالس منفرد: (تک زمانه)

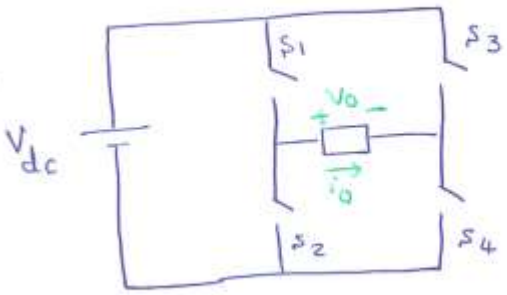
در این روش سیگنال مرجع و حامل با هم مقایسه می‌شوند و فرمان پالس کلیدها را تولید می‌کنند.

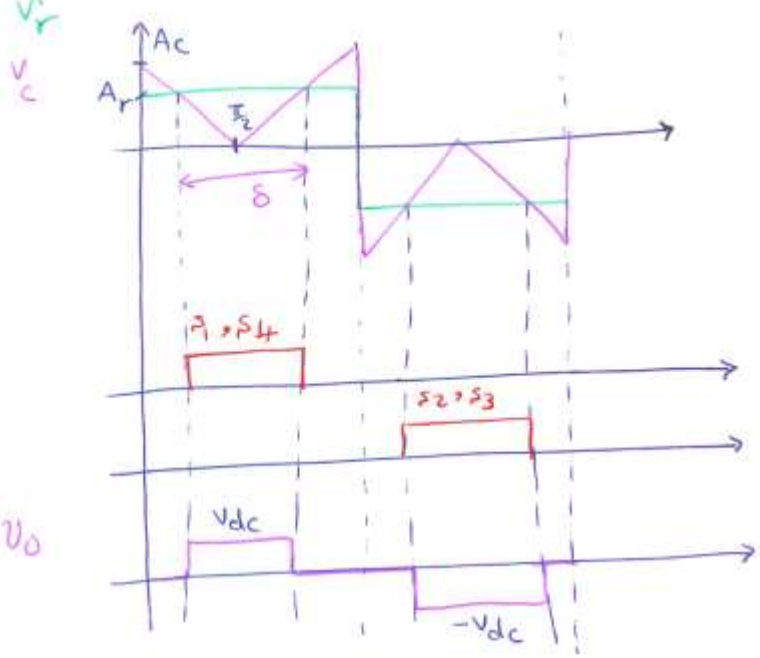
سیگنال مرجع: مدولی V_r

سیگنال حامل: دندان اره‌ای V_c

$$f_r = f_o = f_c$$

فرض کنید با این روش اینورتر تک‌فاز را کنترل کنیم:





if $A_r \geq A_c \Longrightarrow$ S_1, S_4 : on

در نیم سیکل اول

if $A_r < A_c \Longrightarrow$ S_2, S_3 : on

در نیم سیکل دوم

این روش مدولاسیون دارای تلفات کلیدزنی پایین می‌باشد ولی THD بالایی دارد.

$$V_{orms} = \sqrt{\frac{1}{\pi}\int_{\frac{\pi}{2}-\frac{\delta}{2}}^{\frac{\pi}{2}+\frac{\delta}{2}} V_{dc}^2 \, d\omega t} = V_{dc}\sqrt{\frac{\delta}{\pi}}$$

$$0 < \delta < \pi \Longrightarrow \quad 0 < V_{orms} < V_{dc}$$

اگر سری فوریه V_o را بنویسیم :

$$V_o = \sum_{n=1,3,\dots} \frac{4 V_{dc}}{n\pi} \sin\frac{n\delta}{2} \sin nwt$$

مثلاً اگر کو اهم‌ها رونیک ۳ حذف شود یعنی $V_{o3} = 0$ باید $\sin\frac{3\delta}{2} = 0$ شود یعنی :

$$\frac{3}{2}\delta = \pi \rightsquigarrow \delta = \frac{2\pi}{3}$$

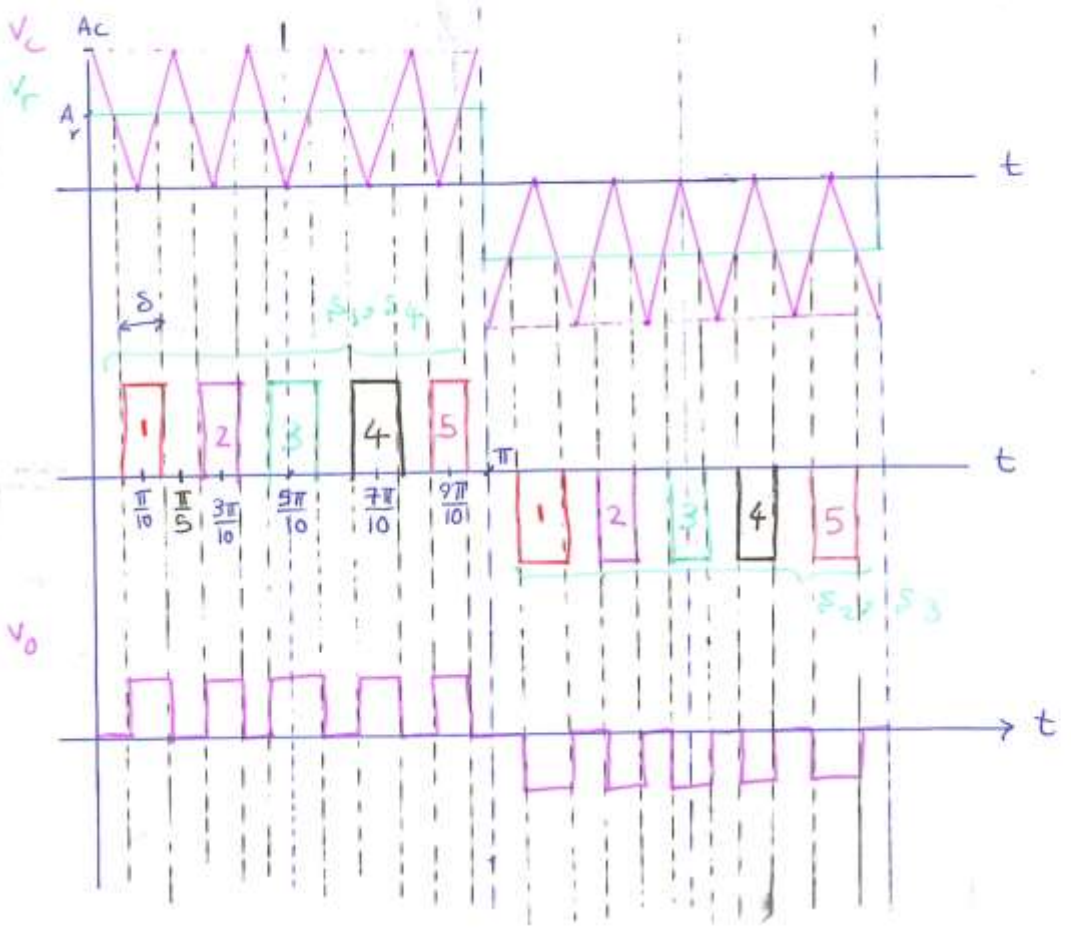
یعنی در $\delta = \frac{2\pi}{3}$ هارمونیک ۳ حذف می‌شود .

پس در $\varepsilon = \frac{2\pi}{5}$ هارمونیک ۵ حذف می‌شود و ...

پس در مدولاسیون پهنای پالس فقط می‌توان تعدادی از هارمونیک ها را حذف کرد.

Multiple PWM

مدولاسیون پهنای پالس چندگانه (تکفازه کامل)



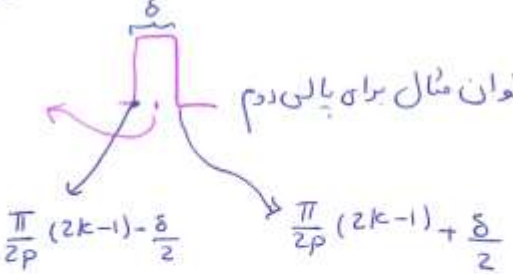
P : زوج پالس ⇐ در شکل بالا P = 5 می باشد.

δ : عرض هر پالس

$0 < \delta < \frac{\pi}{P}$ ⇐ در شکل بالا $0 < \delta < \frac{\pi}{5}$

زمان وسط هر پالس $\frac{\pi}{2P}(2k-1)$ که k شماره زوج پالس می باشد

به عنوان مثال برای پالس دوم $\frac{3\pi}{10} = \frac{\pi}{2\times5}(2\times2-1)$



$$\Rightarrow \quad V_{orms} = \sqrt{\frac{1}{\frac{\pi}{P}} \int_{\frac{\pi}{2P}-\frac{\delta}{2}}^{\frac{\pi}{2P}+\frac{\delta}{2}} V_{dc}^{2}\, d\omega t} = V_{dc}\sqrt{\frac{P\delta}{\pi}}$$

اگر مدولاسیون بهنای پالس تنزل را با چندگانه مقایسه کنیم :

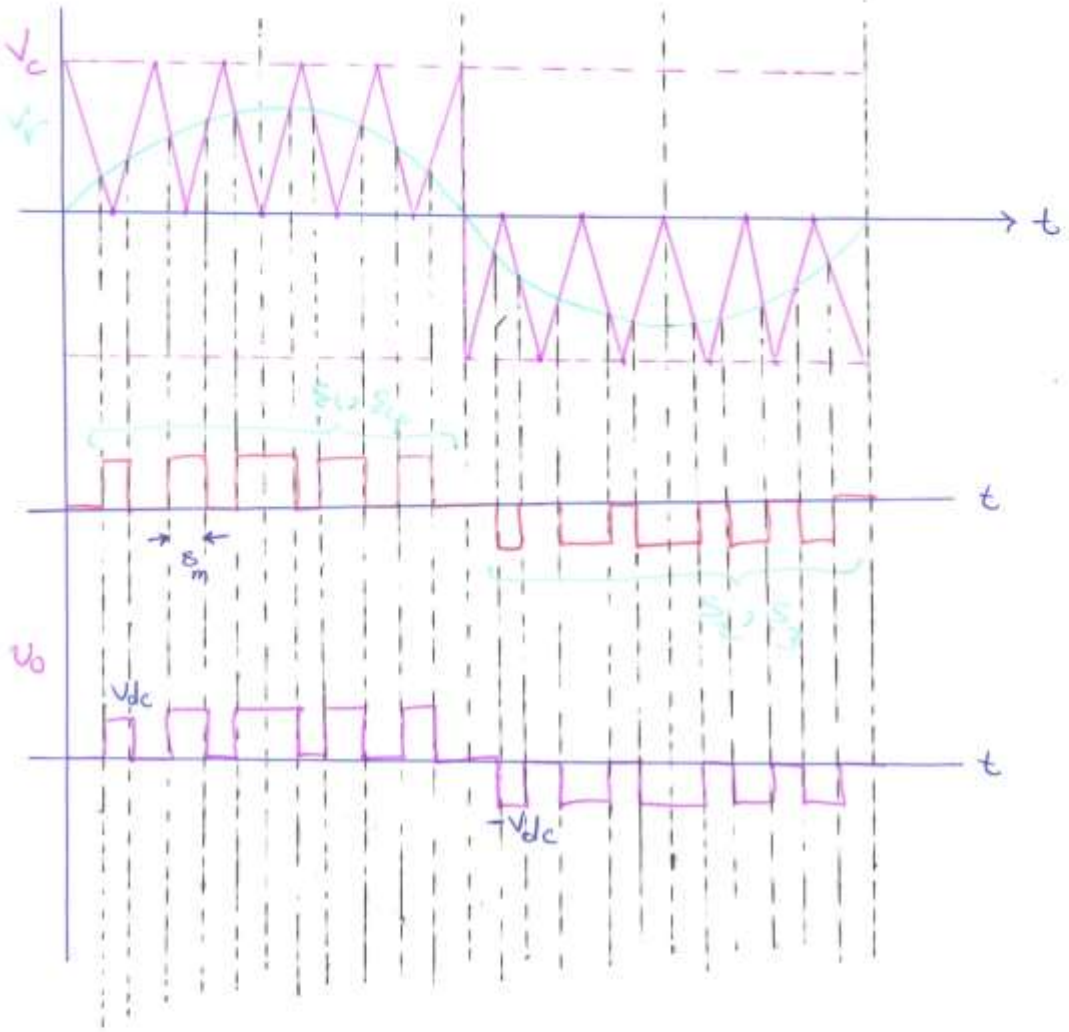
← مدولاسیون PWM تنزل دارای THD کمتری خواهد بود چون V_o آن شباهت زیادی به سینوسی دارد.
و در چندگانه هرچه تعداد پالس‌ها زیاد شود شبیه به سینوسی کمتر می‌شود.

← در مدولاسیون PWM چندگانه به علت افزایش تعداد کلید زنی، تلفات کلیدزنی زیاد می‌شود.

← DF در چندگانه کمتر از تنزل خواهد بود.

Sinusoidal PWM

مدولاسیون پهنای پالس سینوسی (تک فاز کامل)



P: تعداد زوج پالس ⇐ در بالا P=5

$$V_o = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} B_n \sin n\omega t$$

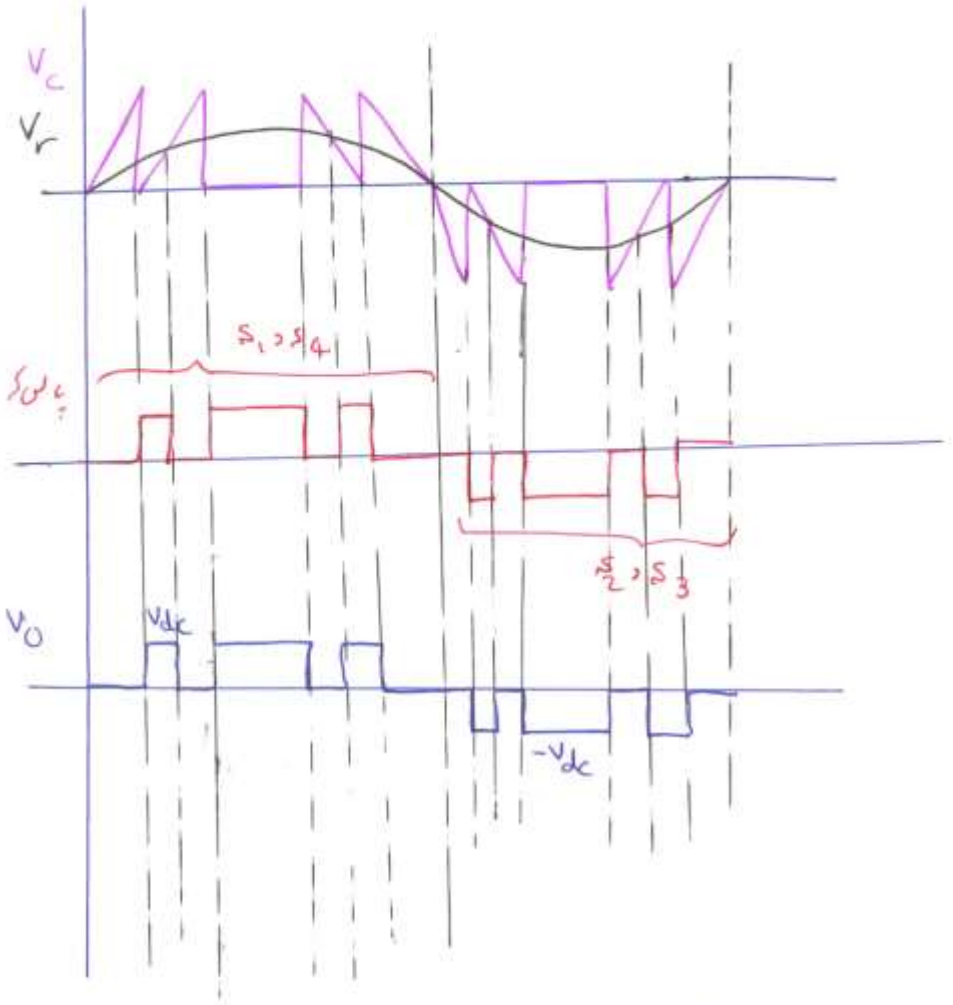
$$V_{Orms} = V_{dc} \sqrt{\sum_{m=1}^{P} \frac{\delta_m}{\pi}}$$ ← عرض هر پالس

ایراد این روش: ولتاژ خروجی کم است (V_{Orms})

THD این روش کمتر از چند گانه است چون V_o به سینوسی شبیه تر است

ولی باز تلفات کلید زنی بالایی دارد. که با مدولاسیون SPWM بهبود یافته تلفات کاهش می‌یابد

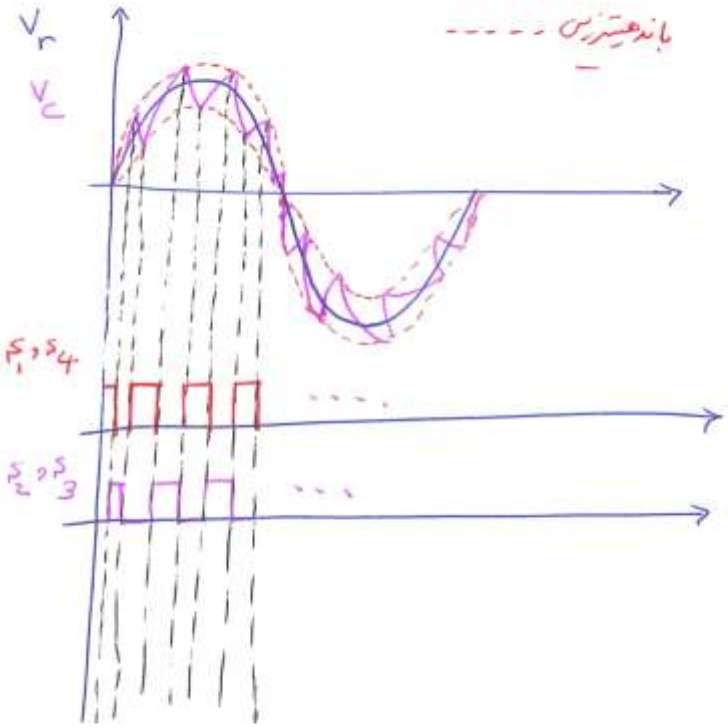
مدولاسیون پهنای پالس بصورت یافته : (تکنیک ۲ و ۵)



در این روش می توان با کاهش تعداد پالس ها تلفات کلید زنی را کاهش داد.

مدولاسیون باندهیسترزیس : (کنفارنس کنترل)

در این روش موج حامل مثلثی را باندهیسترزیس گفته و موج مرجع ایجاد می‌کنند



هرزمان که خواست $V_c > V_r$ گردد ⇐ S_2 و S_3 روشن می‌شوند

هرزمان " " $V_c < V_r$ ⇐ S_1 و S_4 روشن می‌شوند

در این روش THD کم می‌شود یعنی خروجی به سینوسی نزدیک‌تر می‌گردد ولی تلفات کلیدزنی

به علت افزایش دفعات کلید زنی بالا می‌رود.

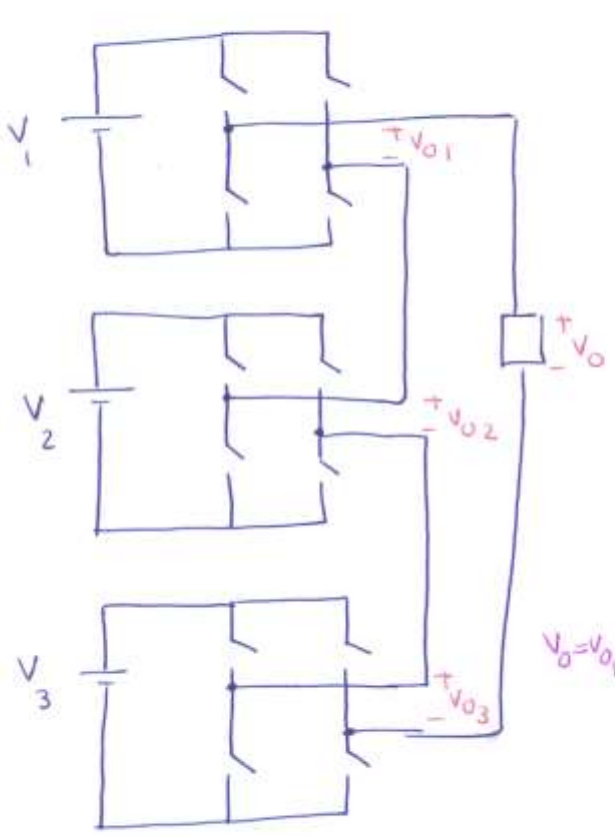
برای کاهش تلفات کلید زنی کلیه روشها باید کاری کنیم که در زمان کلید زنی (روشن یا خاموش شدن)

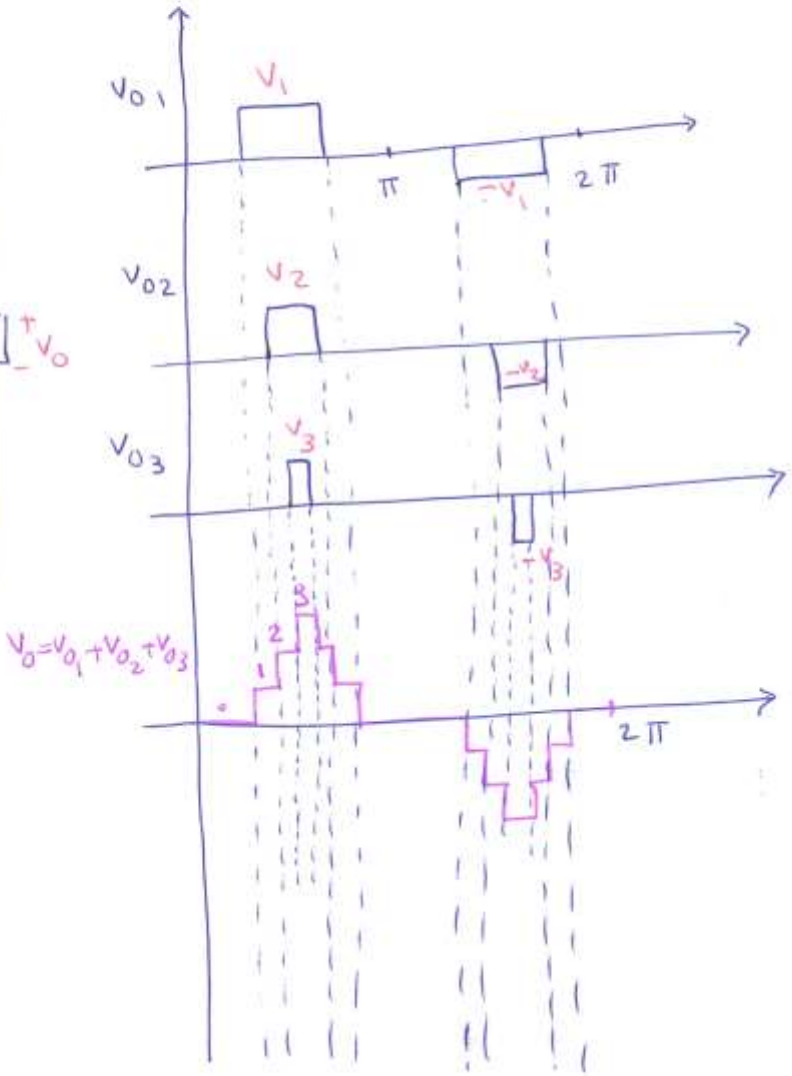
ولتاژ یا جریان کلید صفر شود که به آن ZVS (zero voltage switching) یا ZCS (zero current switching)

می‌گویند

اینورتر چندسطحی کلمپ‌دار:

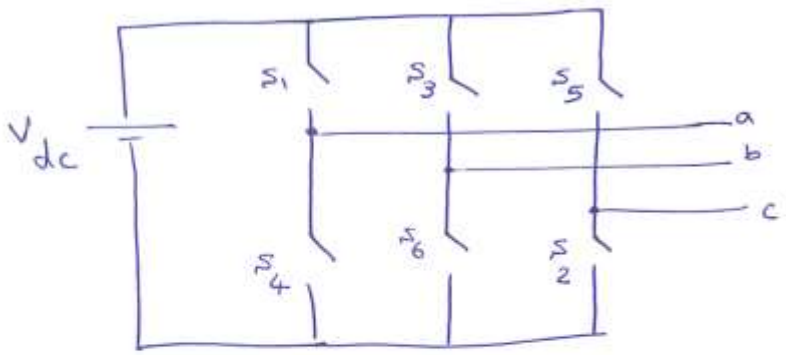
از چند منبع ولتاژ dc در مقیاس کم می‌توان شکل موج سینوسی با دامنه بزرگ ایجاد کرد





V_o دارای سه سطح است { سطح صفر ۰ ، سطح ۱ V_1 ، سطح ۲ V_1+V_2 ، سطح ۳ $V_1+V_2+V_3$ }

اینورتر سه فاز :



فاز a ولتاژ $V_a = V_m \sin \omega t$

" b " $V_b = V_m \sin(\omega t - 120)$

" c " $V_c = V_m \sin(\omega t + 120)$

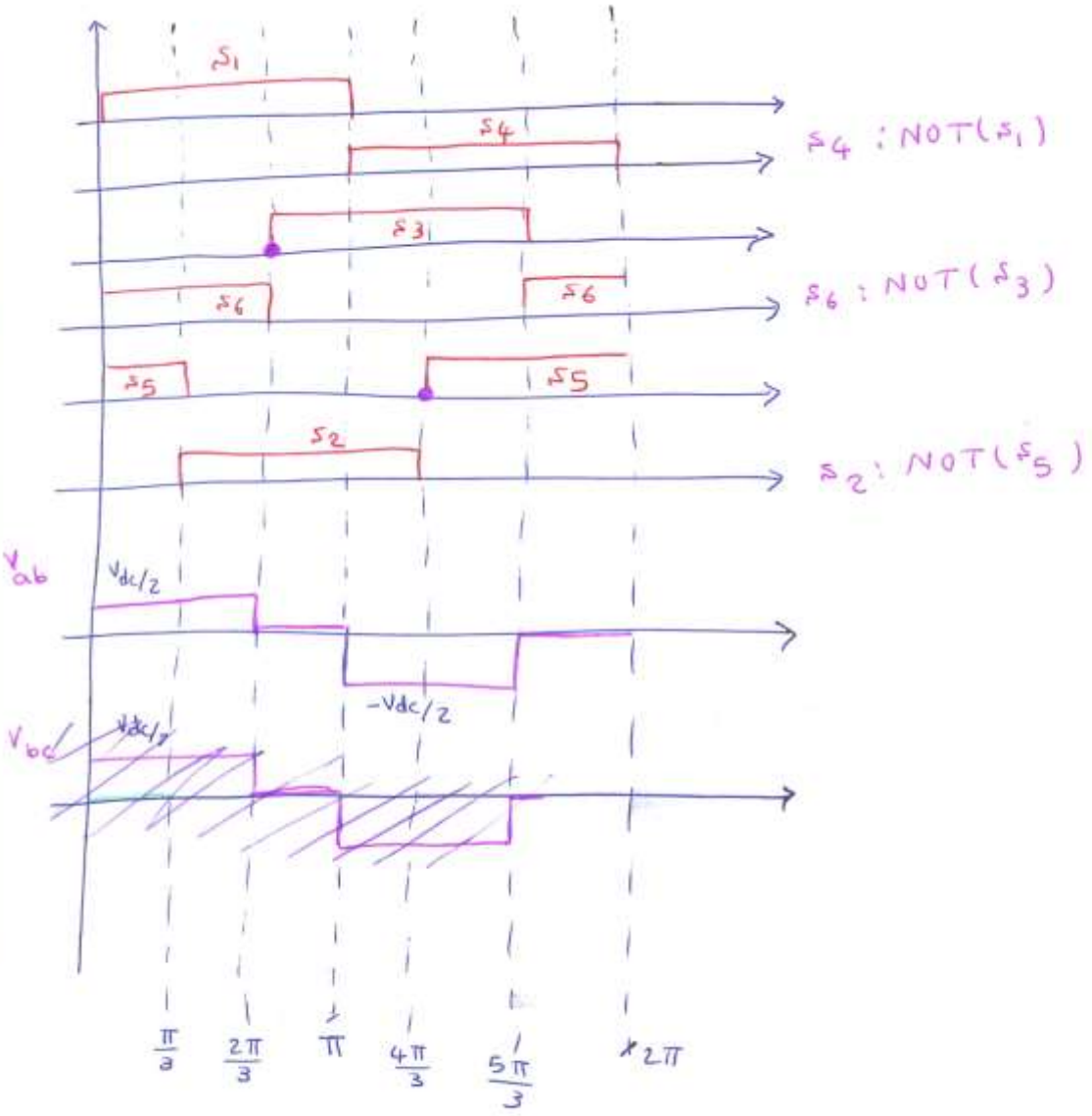
جهت ایجاد ولتاژهای V_a و V_b و V_c :

S_1 سیگنال مثبت V_a و S_4 سیگنال منفی آن را ایجاد می کند

S_3 " " V_b و S_6 " " " " "

S_5 " " V_c و S_2 " " " " "

به عنوان مثال اگر فرض کنیم V_a و V_b و V_c هرکدام مربعی باشند :


S1
S4
S4 : NOT(S1)
S3
S6
S6
S6 : NOT(S3)
S5
S5
S2
S2 : NOT(S5)
Vab
Vdc/2
-Vdc/2
Vbc
Vdc/2
π/3
2π/3
π
4π/3
5π/3
2π