فصل دوم:

DC → AC

- تک فاز:
  - نیم پل
    - بار اهمی
    - RLC
  - تمام پل
    - بار اهمی
    - RLC

- معرفی انواع مدلاسیون عرض پالس P.W.M

- سه فاز:
  - شش پله
  - انواع PWM ها
  - SVPWM

کتاب خود استاد فصل پنجم

- اینورتر Z-source

فصل سوم: اینورترهای چندسطحی (توان های بالا) توان بالا DC → AC　Bin_Wu

1- Diode clamp　2. capacitor flying　3. H-bridge

فصل چهارم:

- AC → AC

1- یادآوری برشگرهای AC_AC　2. سیکلوکانورترها　3. ماتریس کانورترها

کتاب رشید

- ماتریس کانورترها
  - مستقیم ←
    - ونستررینی
    - SVPWM
  - غیرمستقیم ↓

کتاب Matrix converter
جزوه کلاس

الکترونیک قدرت 2

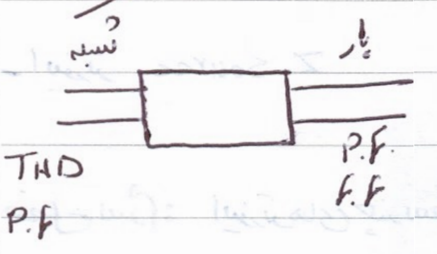
اگر THD بالا باشد خودش را در تلفات نشان می دهد. توان های قدرت برای فرکانس 50HZ تعبیر شده اند و اگر فرکانس بالاتر داشته باشیم تلفات زیادی شده.

در خطوط مترو لینک DC ، 700 ولت هستش که می توان با مدارات الکترونیک صنعتی ایجاد کرد و این سطح ها می تواند استاندارد IEEE را تأمین کند و میریم به سراغ فازهای بیشتر

فصل اول:

High Power converter Bin wo

- AC → DC توان بالا
  - دیودی
  - تریستوری
    - سه فازه
    - شش فازه
    - 12
    - 18
    - 24
    - ⋮
  - ← الکترونیک صنعتی



- ریپلی که روی خط زرد رنگ صفر هستش به خازن نیاز نداره چون فازهاش زیاده

- فقط توان های بالا باعث بالا رفتن THD می شود یک کامپیوتر را در نظر بگیرید که AC→DC که 400 وات است به تنهایی مسئله ای ندارد ولی اگر مثلاً 100 کامپیوتر داشته باشیم هرکدام AC→DC دارند و دارند به ترانس هارمونیک تزریق می کنند لذا ما بارهای توان پایین تعداد بالا را بررسی می کنیم.

- AC → DC سوئیچینگ THD و P.F پایان نامه، مقاله، جزوه

- مبدل AC→DC ویینا ← تکفاز / سه فاز مقاله

YASHA

فصل پنجم: اینورترهای رزونانسی   جزوه کلاس

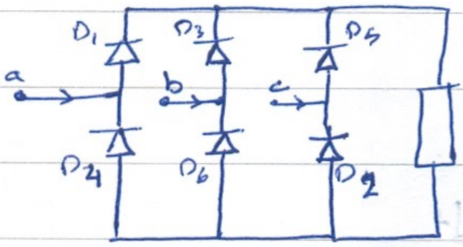
مراجع:

High Power converter Bin. wu ← بخش فصل 1

فصل اول:

فصل سوم کتاب پاورکانورتر صفحه 48 :

دیودی روشن میشود از بالا که ولتاژ آن مثبت تر و از پایین دیودی روشن می شود که ولتاژ آن منفی تر است



$$i_a = \frac{V_{ab}}{R_L}$$

در توان های بالا ریپل خیلی کم و مهم نیست. ✓

اول تحلیل می کنیم که مبدل چطور کار می کند و پس جریان ها را تحلیل می کنیم. صفحه 49

$i_a(t), i_b(t), i_c(t)$?

THD = ? , P.F = ? طیف = ?

طیف $\longrightarrow i_a(t) = \underset{0}{\cancel{i_a}} + \underset{\text{فرد}}{\sum} I_n \sin(n\omega t + \varphi_n)$ $\quad a_n = \frac{2}{T}\int^{T} i_a(t) \cdot \cos n\omega t \, dt$

$i_0 = \frac{1}{T}\int i_a(t)\, dt$ $\quad b_n = \frac{2}{T}\int^{T} i_a(t) \sin n\omega t \, dt$

$$\varphi_n = tg^{-1}\frac{b_n}{a_n}$$

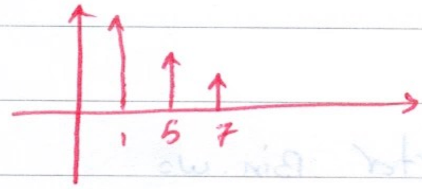
YASHA

منبع خوب است که $THD=0$ باشد

$$THD = \frac{\sqrt{I_m^2 - I_1^2}}{I_1}$$

$$I_m = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T (i_a(t))\,dt}$$

چون شکل پله است هارمونیک سوم را ندارد



هر چقدر فاصله بین هارمونیک مزاحم تا هارمونیک اول بیشتر باشد اون منبع بهتر است البته THD را هم باید در نظر گرفت

$$\text{Harmonic factor} = \frac{\text{دامنه اولین مولفه مزاحم}}{n^2}$$

مرتبه ←

$P = S \times PF$ یا $P = V \times i \times \cos\varphi$

$$P.F = \frac{P}{S = V_{rms} I_{rms}}$$

$$P = \frac{1}{T}\int_0^T V_a(t)\, i_a(t)\, dt$$

$$= \frac{1}{T}\int^T V_m \cos\omega t \cdot \left(\sum I_n \sin(n\omega t + \varphi_n)\right]dt$$

$$= \int_0^T$$

$$P.F = \underbrace{\frac{I_{1rms}}{I_{rms}}}_{} \times \cos\varphi_1$$

DF

D.P.F

منبع خوب است که P.F آن به سمت یک برود.

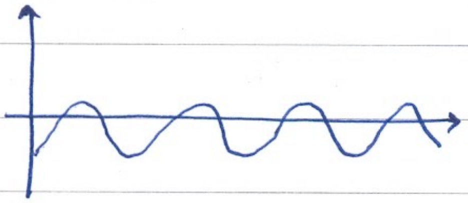
YASHA

فرض کنیم یک بار با توان کم داریم که باید فیلتر خازنی برای آن بگذاریم تا ریپل را بگیرد و همین خازن ها سوئیچ روشن شدن دیود ها را مختل می کنند.

- معیار این است که آیا بار ریپل را می پذیرد یا نمی پذیرد.

$$V_{o_{rms}} = \sqrt{V_{o_{DC}}^{2} + V_{o_{AC}}^{2}}$$

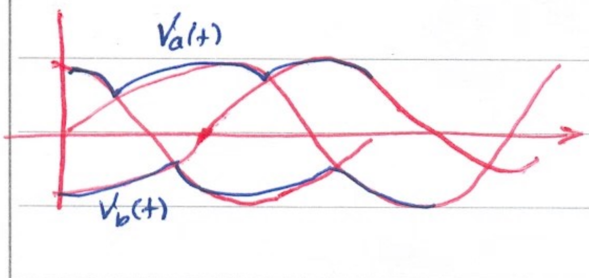
$$V_{o_{DC}} = \cancel{6} \times \frac{1}{\underset{2\pi}{T}} \int_{\pi/6}^{\pi/2} \underbrace{V_m \sin(\omega t)}_{V_{ab}(t)} \, d\omega t = \frac{3\sqrt{3} V_m}{\pi}$$



از شکل $V_{o_{AC}}$ را بدست می آوریم:

$$V_{ac} = \sqrt{\frac{1}{1}\int (\quad)^2 dt}$$

$$P.F = \frac{V_{ac}}{V_{o_{DC}}}$$



$$\int V_o(t) = \int V_A(t) - \int V_B(t)$$

هر چقدر به سمت باری تر دلیتر باشیم THD افزایش پیدا می کند.

Year. Month. Date. Subject. ۶

اول به تعداد فاز با الکتریکی میریم اگر THD بد بود و استاندارد ردش کرد اول اندوکتانس تزریق می کنیم یعنی برای هر فاز

یک سلف قرار میدیم. صفحه 67

اگر اندوکتانس هم استاندارد را ارضا نکرد میریم سراغ ۱۲ فاز

صفحه 69 — طریقه ساخت ۱۲ فاز مثل حالت قبل یکبار بدون اندوکتانس در نظر میگیریم یکبار با اندوکتانس و بانک

خازنی هم نداریم چون توان بالاست. یک اتصال به صورت ستاره است و دیگری به صورت مثلث

IEEE 519 :

هارمونیک limitation هرکدام از مبدل ها را بررسی کرده است.

120 V → 70 KV

70 KV → 160 KV

به درصد هستند

I_{sc}/I_L	مولفه هارمونیکی <11	11< <17	17< <23	23< <35	>35	THD
<20	4 2	2 1	1,5 .75	.6 .3	.3 .13	5 2,5
20< <50	7 3,5	3,5 1,75	2,5 1,25	1 .5	.5 .25	8 4
50< <100	10 5	4,5 2,25	4 2	1,5 .75	.7 .35	12 6
100< <1000	12 6	5,5 2,75	5 2,5	2 1	1 .5	15 7,6
>1000	15 7,5	7 3,5	6 3	2,5 1,75	1,4 .7	20 10

I_{sc} سطح اتصال کوتاه شین است.

$$I_{sc} = \frac{\text{ولتاژ}}{\text{امپدانس تونن}}$$

به سراغ 12 پالسه یا 6 فازه می رویم:

صفحه 60: مدار اول برای Y و بعدی برای Δ و مجموعشون میشه [illegible]

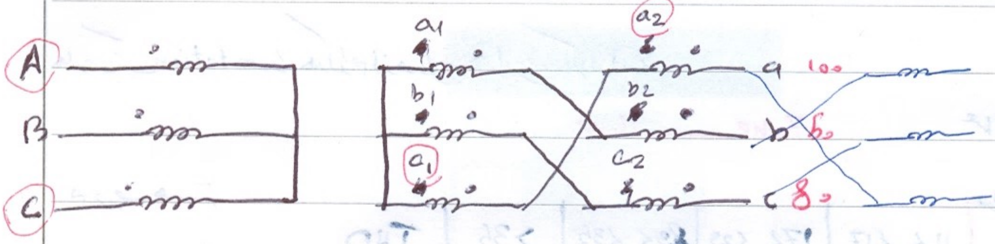
در حالت مثلث THD کمتری داریم زیرا یکسری از هارمونیک ها داخلش می چرخه و از بین می ره. اگه 12 پالسه THD آنوقت

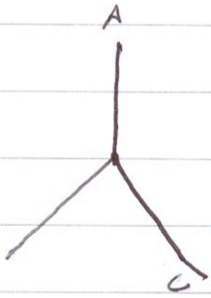
نداد باز فیلتر سلفی می زاریم صفحه 62.

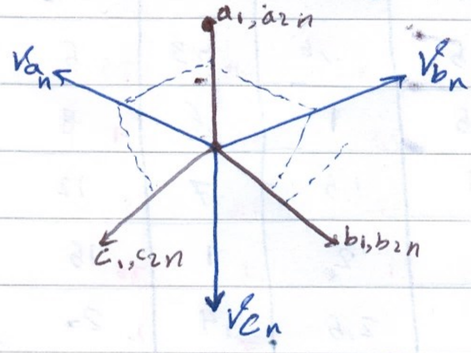
با گذاشتن اندوکتانس PF بهتر می شود یعنی $\frac{I_1}{I_{rms}}$ آلودگی هارمونیک را کاهش می دهد و متعاقباً cos φ هستش

افزایش اندوکتانس $\frac{I_1}{I_{rms}}$ را بهبود می دهد ولی چون Lead یا Lag دارد cos φ خراب می شود

ترانس زیگزاگ :


A
B
C
a1
b1
c1
a2
b2
c2
a
b
c




a1,a2 n
Van
Vbn
Vcn
b1,b2 n
c1,c2 n

$V_{an} = V_{c_1} + V_{a_2}$

$V_{bn} = V_{a_1} + V_{b_2}$

$V_{cn} = V_{b_1} + V_{c_2}$

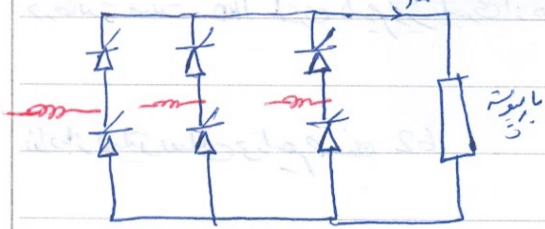
برای حذف بارهای Unbalanced از زیگزاگ استفاده می کنیم.

اگر در ژنراتور مولفه صفر داشته باشیم باعث می شود ژنراتور بصورت ضربانی کار کند.

یکی از کاربردهای ترانس Z برای هم فاز کردن دو شبکه استفاده می کنیم.

صفحه‌ی 64 : THD = 23,06% شد که چون تعداد فاز را بالا بردیم.

SCR: صفحه‌ی 78

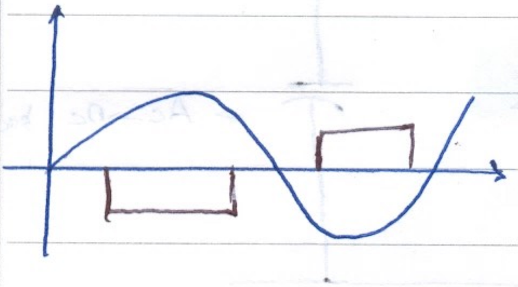

Id
بار پیوسته

افت ولتاژ $L\frac{di}{dt}$ روی سلف‌ها داریم و یک مقداری ولتاژ ed

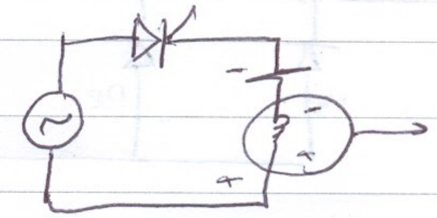
کم می شود. زاویه آتش خیلی مهم است.

صفحه‌ی 83 : هرچه α را زیاد کنیم THD خراب می شود.

اگر از 90 درجه عبور کنیم ولتاژ منفی می شود. YASHA



ولتاژ مثبت و جریان منفی :



یعنی سیستم داره توان می‌گیره به جای اینکه توان بده.

صفحه‌ی 80 : اضافه کردن اندوکتانس باعث کموتاسیون تدریجی می‌شود

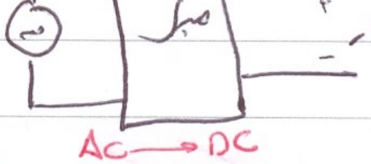
یکی از کاربردهای لینک DC متغیر در کنترل موتور DC است. اینجاهایی که به لینک DC متغیر نیاز داریم از سوئیچ استفاده

می‌کنیم.

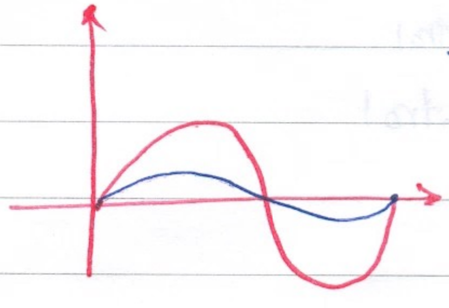
یکی از ایرادات تریستوری فرکانس پایین بودن است.

مبدل‌های AC→DC سوئیچینگ با PFC :

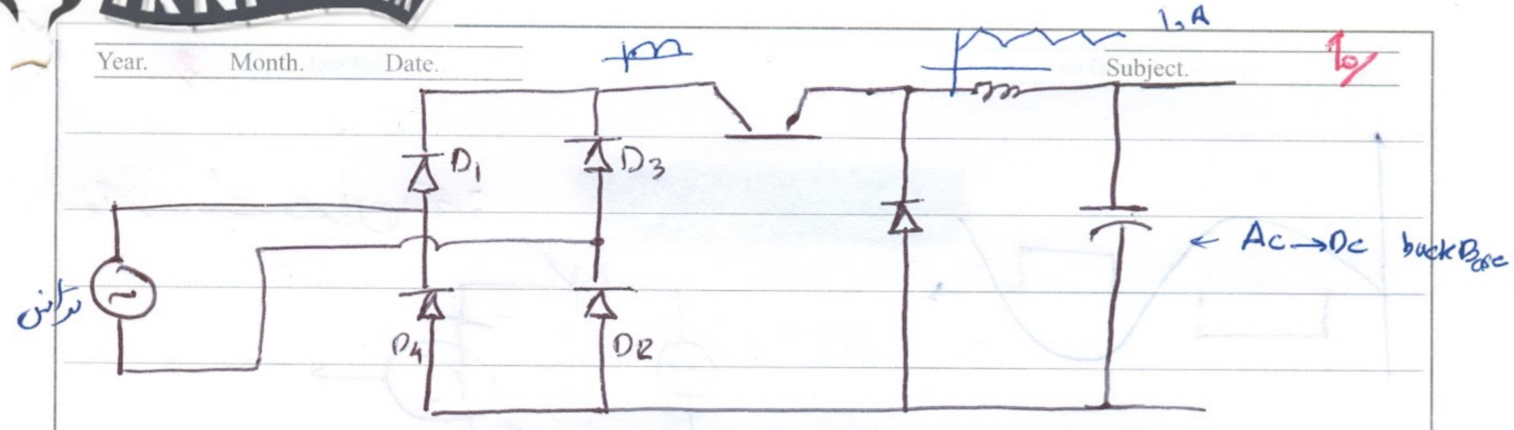
یکی از کاربردهای ویژه اش در مراکز های مخابراتی است و اون مدار الکتریکی که مثل هاسپیتال آمده و وقتی ۹۰ هزار تا می‌شود

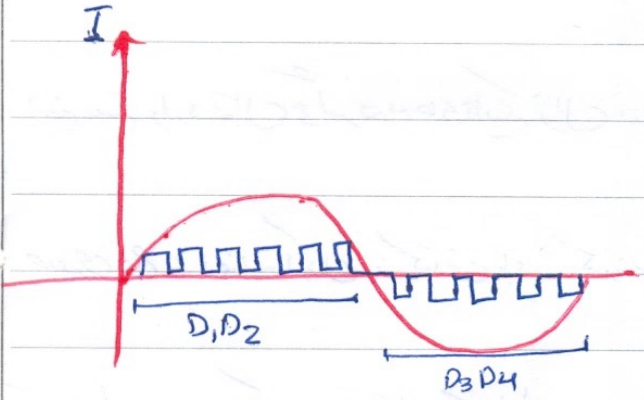


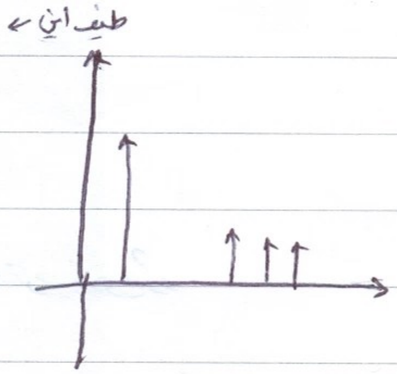
حاصل ضربش عددی می‌شود.



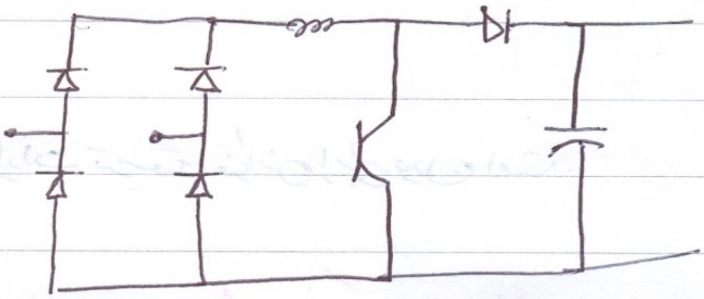
هر نقطه‌ای صادق است







ایرادی که داره اینه که به شبکه یک جریان پالسی را اعمال می‌کند



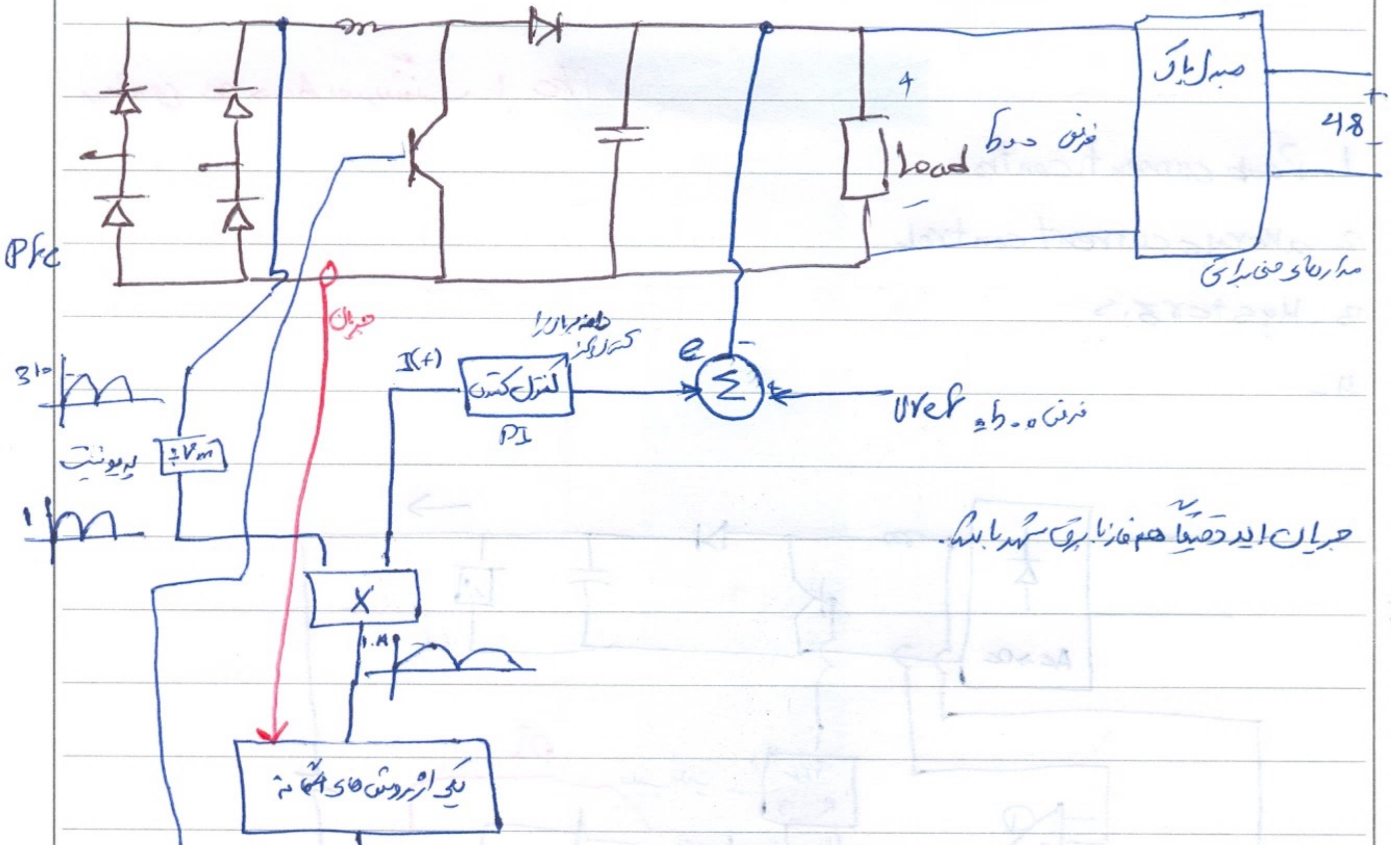
4 استراتژی کنترلی وجود دارد برای سینوسی کردن جریان

1. Peak current control
2. Average current control
3. Hysteries control
4. Borderline control

استراتژی کنترل کلیه براساس

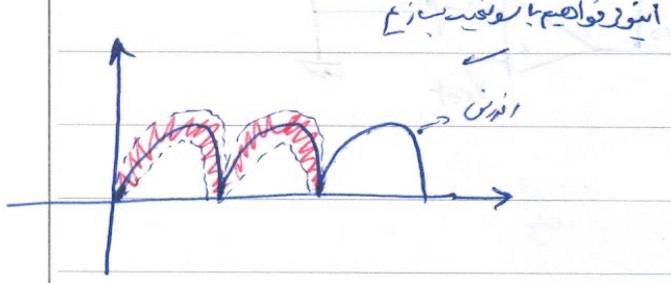
۱- تنظیم ولتاژ لینک DC در حد خواسته شده

۲- جریان شبکه سینوسی و هم فاز با برق شهر


PFC
Load
فرض ۵۰۰ ولت
+
−
چپر باک
48
+
−
مدارهای مخابراتی
جریان
310
1
پریونیت
÷Vm
I(t)
کنترل کننده
PI
دامنه جریان را کنترل کند
e
−
Σ
Vref
فرض ۵۰۰ ولت
X
1.4
یکی از روش های گفته شده

جریان باید دقیقاً هم فاز با برق شهر باشد.

روش هیسترزیس:

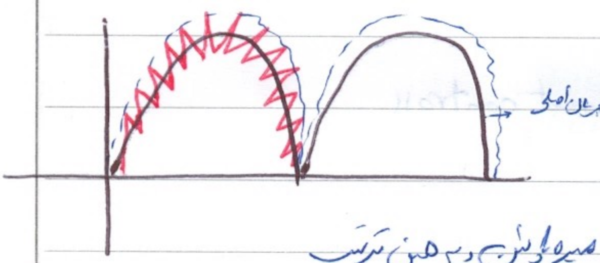

اینو میخواهیم با سوئیچینگ بسازیم
افزایش

$$I(t) = \int e(t)dt + I_0$$

ما میخواهیم که جریان هیسترزیس روی جریان اصلی بخوابد ولی چون فرکانس سوئیچینگ رو باید زیاد کنیم تلفات زیاد میشود

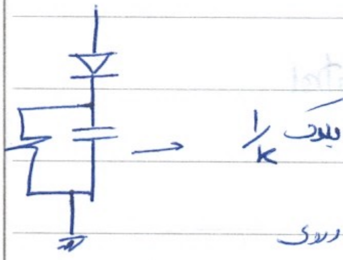
چپر باک عموماً فول بریج هست چون به دلیل قابلیت اطمینان نمیتوانیم باک غیرایزوله برداریم.

یکی از ایرادات این کنترل کننده این است که فرکانس ثابت نیست.



→ Peak current controll

چون دندان اره ای جریان تا نقطه پیک بالا میاد بعد که کلید off می‌شود میره پایین و به همین ترتیب



عملکرد 1/k این Peak detector است تا پیک جریان میاد و خازن 3 ولت می‌شه بعد دیود قطع میشه یعنی k را هم دست میاورد. نقش مقاومت اینه که اگر ولتاژ پیکش کم و زیاد شود روی اضافی نماند.

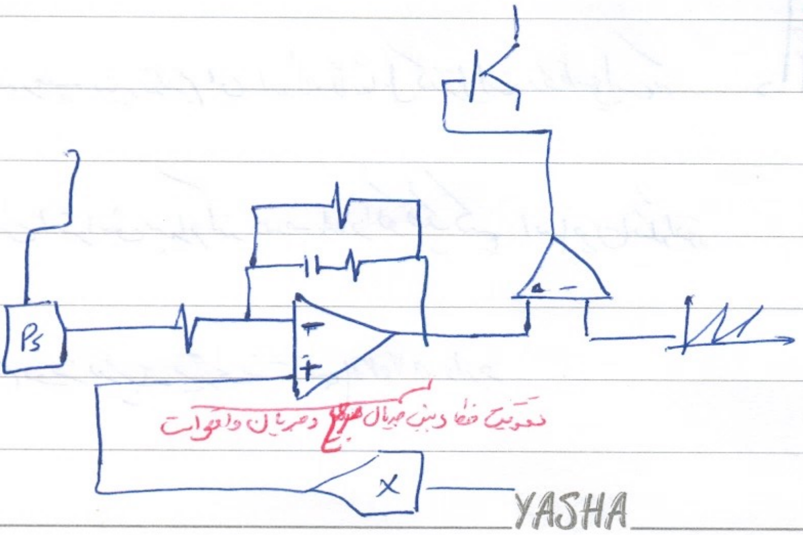
در مدارات ارزان قیمت مثلاً درایور LED از آی سی های استفاده می‌کنیم که به ساده‌ترین روش تأمین کند. از پروسسور استفاده نمی‌کنیم.

یکی از مزیت های این مدار این است که فرکانس سوئیچینگ ثابت دارد و دقت خوبی است. فقط نیاز داریم که جریان کلید و جریان سلف را سنس کنیم

عموماً سنسور را باید جایی بگذاریم که به زمین نزدیک‌تر باشد تا نویزپذیری کمتری داشته باشد بخاطر همین از این سلف گرفتیم

روش: average current control

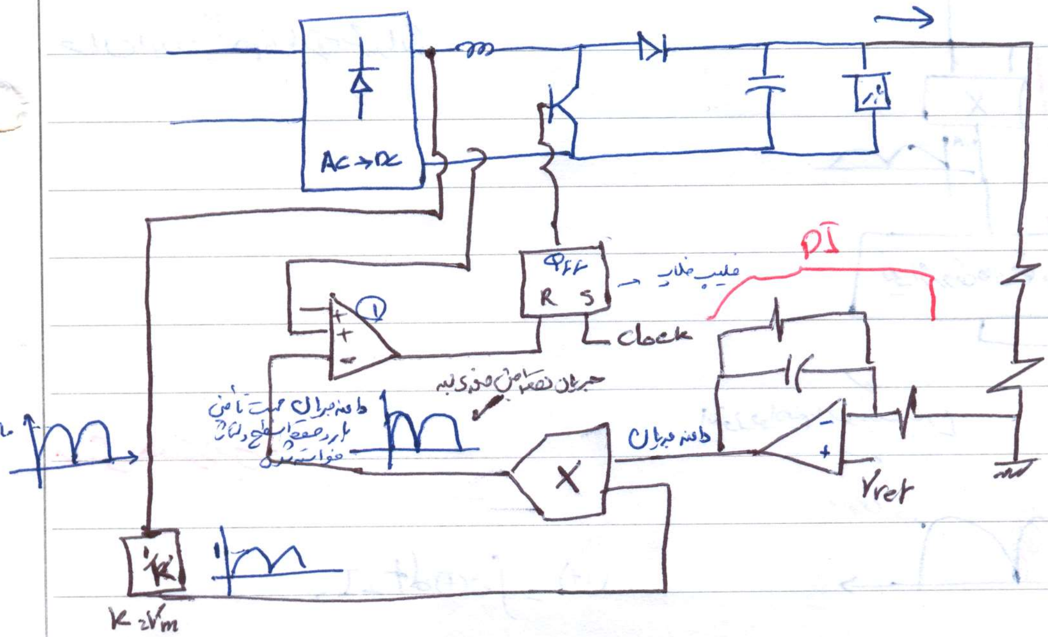
شکل داخل پایان نامه:



YASHA

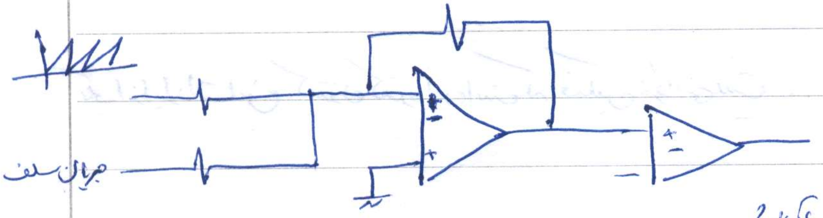
روشهای Ac→DC سوئیچینگ با PFC

1. Peak current control
2. average current control
3. Hysterzis
4.


Ac→DC
FF
R S
clock
①
PI
Vref
X
دامنه جریان
جریان نصف سینوسی مرجع
دامنه جریان جهت تامین بار و حفظ سطح ولتاژ خواسته شده
3L
K = 1/Vm

نمونه ای از ولتاژ خروجی را می گیریم با Vref مقایسه می کنیم دامنه جریان را تعیین می کنیم از آن طرف هم برق شهر را آنالیز می کنیم

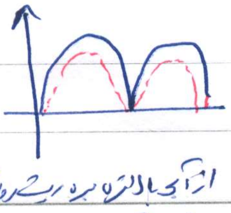
clock که میاد با یک فرکانس مشخص FF را set می کند سوئیچ روشن می شود جریان سلف زیاد می شود و در آپ امپ ① وارد



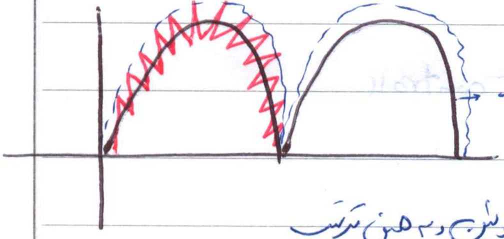
set کلید را روشن می کند تا زمانی روشن می ماند که کلید

ریست روشن شود و در این زمانی روشن می شود که

جریان مرجع که با دندان اره ای جمع می شود بزرگتر از جریان اگر باشد

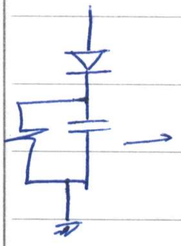


از آنجا بالاتره بره ریپل روشن تر شود



→ Peak current controll

جمع زدن اره ای و جریان تا نقطه چین بالا میاد بعد که کلید off می‌شود میره پایین و به همین ترتیب



ما چون 1/K داریم Peak detector است تا پیک جریان بیاد و خازن ۱۰ولت میشه بعد دیود قطع میشه یعنی K را هم دست میاورد. نقش مقاومت اینه که اگر ولتاژ پیکش کم شد بشود روی الحاقی بیاد.

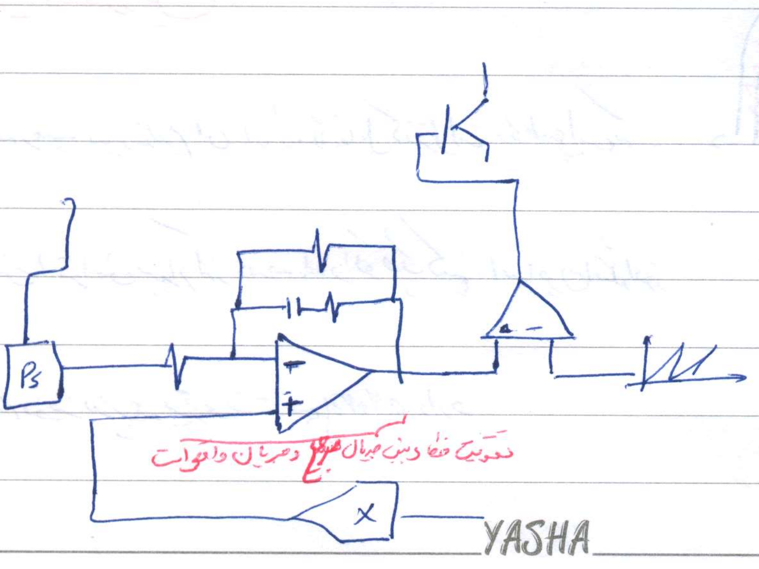
در مدارات ارزان قیمت مثلاً درایور LED از آی‌سی های استفاده می‌کنیم که به ساده‌ترین روش تأمین کند. از پیک استفاده می‌کنیم.

یکی از مزیت های این مدار این است که فرکانس سوئیچینگ ثابت دارد و دست خودمان است. فقط نیاز داریم که جریان کلید و جریان سلف را سنس بکنیم

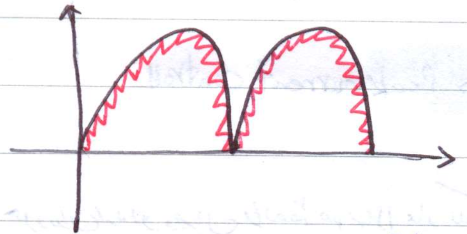
معمولاً سنسور را باید در جایی بگذاریم که به زمین نزدیک تر باشد تا نویزپذیری کمتری داشته باشد یعنی طرفین از این سلف گرفتیم

روش: average current control

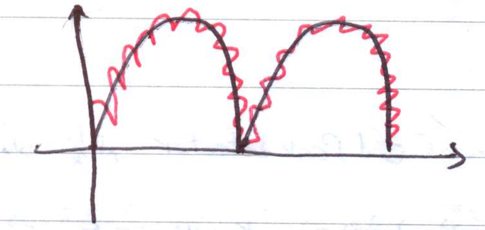
شکل داخل آی‌سی ها:



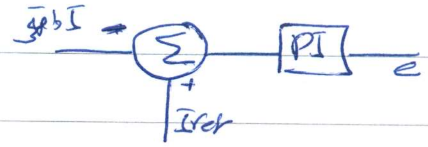
تصحیح خطا بین سیگنال مرجع و جریان واقعی

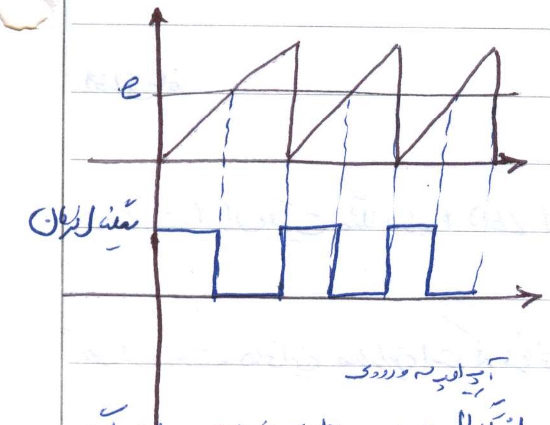


Peak current control



average current control

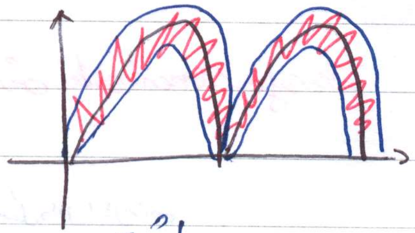




روش average THD کمتری نسبت به Peak دارد. چون یک انتگرال در مسیر داریم نویز مسیر را می‌گیرد

و PF بهتر از قبلی است. ولی ایرادی که داره به تقویت کننده جریان نیاز داریم.

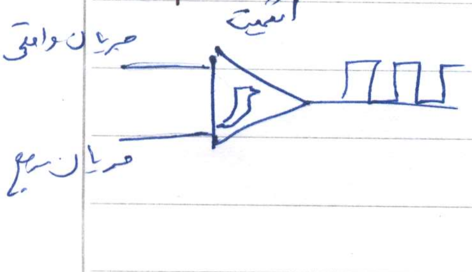
روش هیسترزیس:



اینجا هم دیگه نیاز نداریم این باند کاملاً قابل کنترل است و طبیعی است که

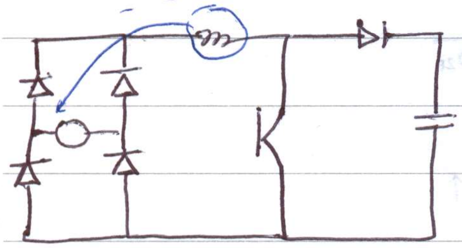
فرکانس افزایش پیدا کند هر چه باند را کوچک کنیم. اینجا چون انتگرالگیر

نداریم نویز پذیری بیشتری نسبت به average دارد



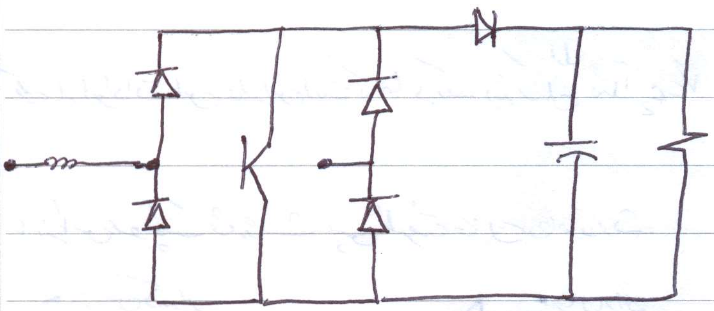
Year. Month. Date. Subject. 15

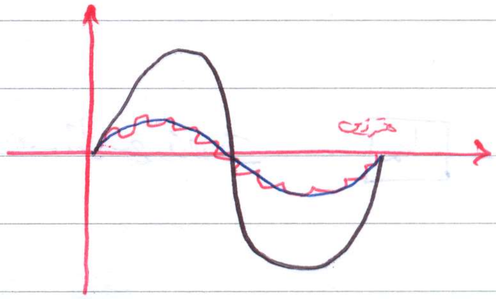
تبدیل AC → DC یعنی Venna
- تکفاز
- سه‌فاز



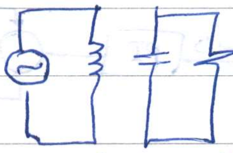
کلید و سلف را منتقل می‌کنیم.

زیری‌ها را تکفاز می‌توانیم استفاده کنیم و که بالایی آن را سه‌فاز استفاده می‌کنیم.





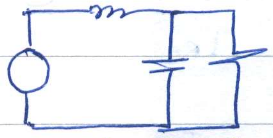
S = ON →



$L_S \frac{di}{dt} = V_S \Rightarrow V_C \downarrow$

$i_L \uparrow$

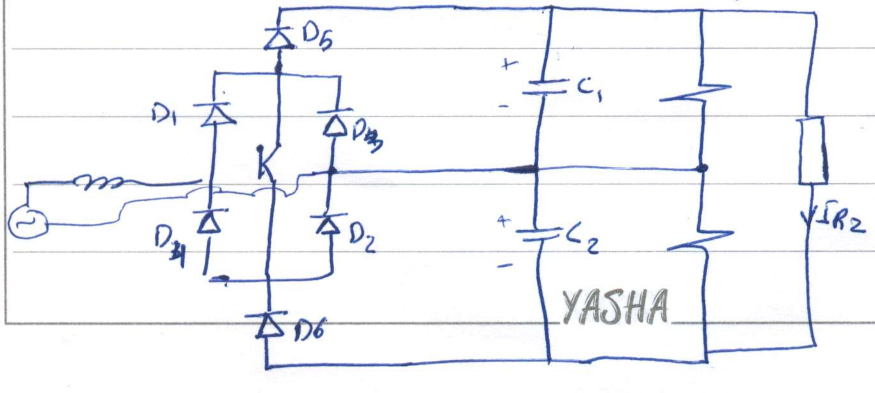
S = off →



$L_S \frac{di}{dt} = V_S - V_C$
- $\cancel{V_S > V_C} \to i_S \uparrow$
- $V_S < V_C \to i_S \downarrow$ ✓

چون مبدل ما بوست است پس این قضیه ممکن نیست

ما در بعضی مدارات دنبال زمین DC هستیم پس می‌آییم مدار بالا را modify می‌کنیم.



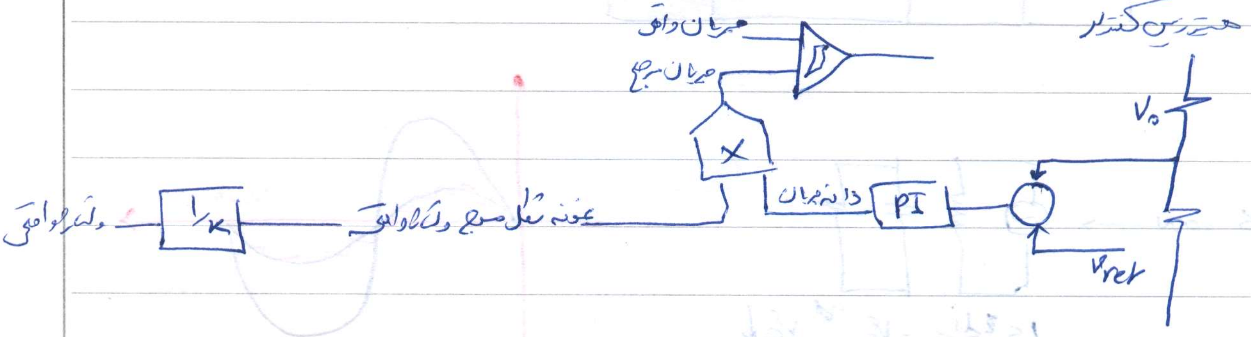
$V_S > 0 \longrightarrow i_S > 0$

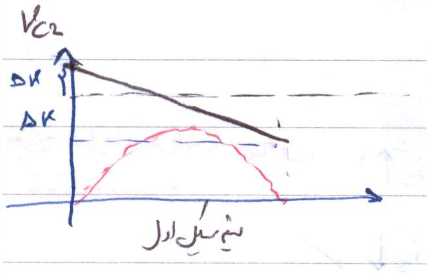
$S = on$	$S = off$
$D_1\ S\ D_2$	$D_1\ D_5\ C_1$
$i_S \uparrow$	$i_S \downarrow$
$V_{C_2}, V_{C_1} \downarrow$	$V_{C_1} \uparrow, V_{C_2} \downarrow$

$V_S < 0,\ i_S < 0$

$S = on$	$S = off$
$S\ D_3\ D_4$	$C_2\ D_6\ D_4$
$i_S \uparrow$	$i_S \downarrow$
$V_{C_1}, V_{C_2} \downarrow$	$V_{C_1} \downarrow, V_{C_2} \uparrow$

یکی از ایرادات این مدار این است که ما در یک نیم سیکل اول مثلاً V_{C_2} داره دائم دشارژ میشه با فرکانس . ولی V_{C_1} داره با فرکانس سوئیچینگ شارژ میشه پس ظرفیت خازن ها متفاوته.


هیسترزیس کنترلر
جریان واقعی
جریان مرجع
×
دامنه جریان
PI
V_o
V_{ref}
عینه شکل موج ولتاژ واقعی
1/K
ولتاژ واقعی



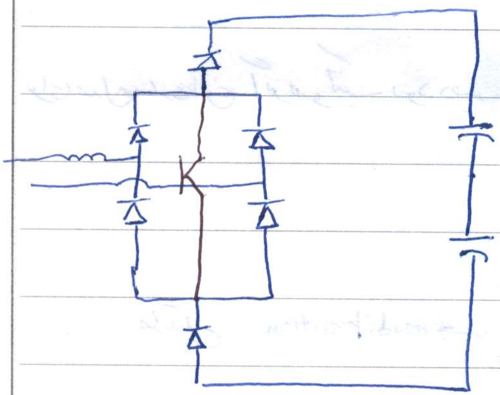
هر دو خازن باید در فرکانس دو برابر طراحی بشه.

$$C_2 \frac{dV_C}{dt} = -I_{R_2}$$

$$C_2 \times \frac{-2\Delta V_{C_2}}{\frac{T_S}{2}} = -I_{R_2}$$

$$C_2 \geqslant \frac{I_{R_2} \times \left(\frac{T_S}{2}\right)}{2 \times \Delta V_{C_2}}$$

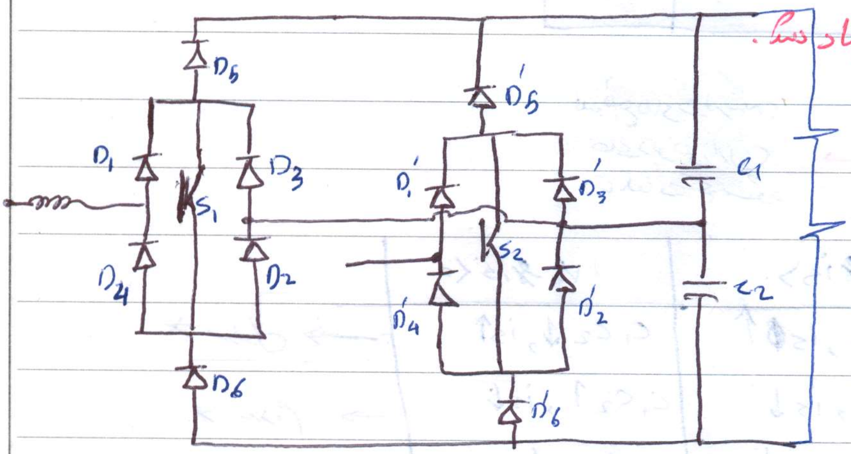
Year. Month. Date. Subject. 17



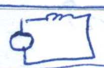
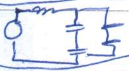
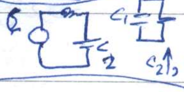
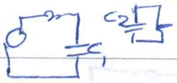
اشکالی که این مدار داره اینه که خازن ها با برق شهر شارژ و دشارژ می شوند

و اگر بخواهیم خازن بزاریم خازن های بزرگ باید بذاریم.

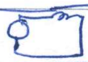
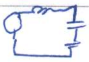
برای رفع این مشکل مدار زیر پیشنهاد شد.



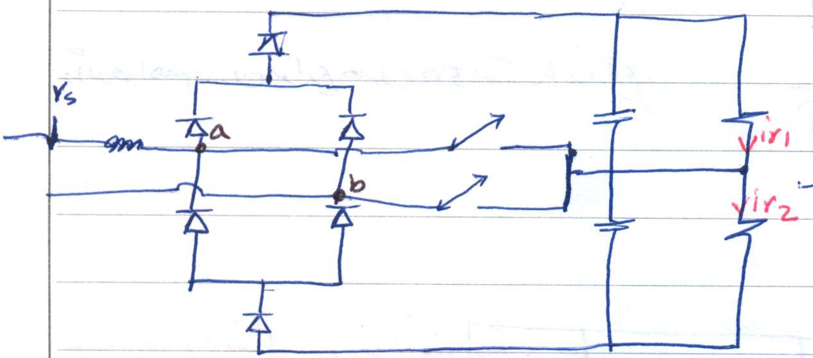
$V_s, i_s > 0$

S_1	S_2	mode	مسیر حرکت (عبور جریان)	
on	on	1	$D_1 S_1 D_2 D_3' S_2 D_4'$	 $i_s\uparrow$, $C_1, C_2\downarrow$
off	off	2	$D_1 D_5 C_1 C_2 D_6' D_4'$	 $i_s\downarrow$, $C_1, C_2\uparrow$
on	off	3	$D_1 S_1 D_2 C_2 D_6' D_4'$	 $C_2\uparrow$, $C_1\downarrow$ $\rightarrow$ $V_s > V_{C_2} \rightarrow i_s\uparrow$ $V_s < V_{C_2} \rightarrow i_s\downarrow$
off	on	4	$D_1 D_5 C_1 D_3' S_2 D_4'$	 $C_1\uparrow, C_2\downarrow \rightarrow$ عکس بالای

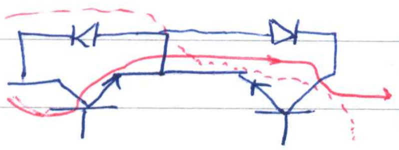
$V_s, i_s < 0$

mode	S_1	S_2	مسیر عبور جریان	
1	on	on	$D_1' S_2 D_2' D_3 S_1 D_4$	 $C_1 C_2\downarrow$, $i_s\uparrow$
2	off	off	$D_1' D_5' C_1 C_2 D_6 D_4$	 $C_1, C_2\uparrow$, $i_s\downarrow$
3	on	off	$D_1' D_5' C_1 D_3 S_1 D_4$	$C_1\uparrow, C_2\downarrow$ $\rightarrow V_s > V_{C_1} \rightarrow i_s\uparrow$ $\rightarrow V_s < V_{C_2} \rightarrow i_s\downarrow$
4	off	on	$D_1' S_2 D_2' C_2 D_6 D_4$	$C_2\downarrow$ $\rightarrow V_s > V_{C_2} \rightarrow i_s\uparrow$ $\rightarrow V_s < V_{C_2} \rightarrow i_s\downarrow$

برای مدل سازی این الگوریتم به صورت زیر شبیه سازی می کنیم در سیمولینک:



→ modification مدار قبل



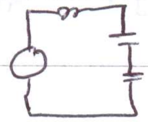
سوئیچ های دوطرفه به جای دیودهای ارزان تا تلفات کم شود.

mode	S_1 S_2	V_s & $i_s>0$	V_s & $i_s<0$	
1	on on	$C_1C_2\downarrow$, $i_s\uparrow$	$C_1C_2\downarrow$, $i_s\uparrow$	→ مدار اول ★
2	off off	$C_1C_2\uparrow$, $i_s\downarrow$	$C_1C_2\uparrow$, $i_s\downarrow$	→ مدار دوم ★
3	on off	$C_1\uparrow C_2\downarrow$ 1 → $i_s\downarrow$ 2 → $i_s\uparrow$	$C_2\uparrow$, $C_1\downarrow$	
4	off on	$C_1\downarrow$ $C_2\uparrow$	$C_1\uparrow$ $C_2\downarrow$	

چون در هر سیکل می توانیم فاز ها را حذف کنیم مشکل فرکانس حل شده.

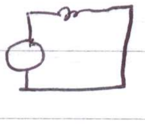
کدنویسی m.file:

★ ~~مدار~~ دوم →

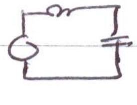


$$\begin{cases} V_s = L_s\dfrac{di_s}{dt} + V_{C_1} + V_{C_2} \\ i_{C_1} = i_{C_2} = i_s = C\dfrac{dV_{C_2}}{dt} = C\dfrac{dV_{C_1}}{dt} \end{cases}$$

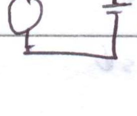
★ مدار اول →



★ مدار سوم →



مدار چهارم →



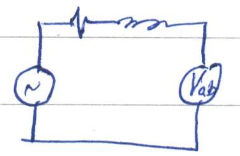
YASHA

Year. Month. Date. Subject. 19

$V_s > 0$	$V_s < 0$
① $V_{ab} = 0$	$V_{ab} = 0$
② $V_{ab} = V_{c_1} + V_{c_2}$	$V_{ab} = V_{c_1} + V_{c_2}$
③ $V_{ab} = V_{c_1}$	$V_{ab} = V_{c_2}$
④ $V_{ab} = V_{c_2}$	$V_{ab} = V_{c_1}$

$$\operatorname{sign} i_s = \begin{cases} 1 & i_s > 0 \\ -1 & i_s < 0 \end{cases}$$

$$V_{ab} = \frac{\operatorname{sign}(i_s)+1}{2}\Big[V_{c_1}(1-S_a) + V_{c_2}(1-S_b)\Big] + \frac{\operatorname{sign}(i_s)+1}{2}\Big[V_{c_1}(1-S_b) + V_{c_2}(1-S_a)\Big]$$



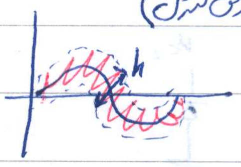
$$\begin{cases} \dfrac{di_s}{dt} = \dfrac{1}{L_s}\Big[\overset{v_s}{(}-R\,i_s - V_{ab} + V_s)\Big] \\ \dfrac{dV_{c_1}}{dt} = \dfrac{1}{C_1}(i_1 - i_{r_1}) \\ \dfrac{dV_{c_2}}{dt} = \dfrac{1}{C_2}(i_2 - i_{r_2}) \end{cases}$$

$$i_1 = \left[\frac{\operatorname{sign}(i_s)+1}{2}(1-S_1) + \frac{\operatorname{sign}(i_s)-1}{2}(1-S_2)\right] \times i_s$$

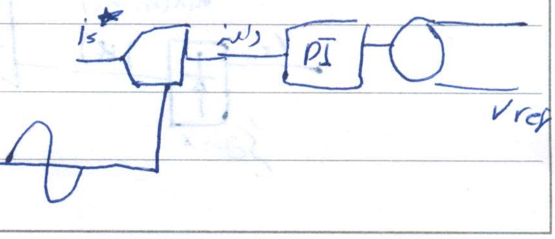
$$i_2 = \left[\frac{\operatorname{sign}(i_s)+1}{2}(1-S_2) + \frac{\operatorname{sign}(i_s)-1}{2}(1-S_1)\right] i_s$$

تولید سیگنال های گیتی: (هیسترزیس کنترل)

$$d_1 = \begin{cases} 1 & i_s < 0 \\ 0 & i_s > 0 \end{cases}$$



$$d_2 = \begin{cases} 1 & i_s > i_s^* + h/2 \quad \text{بالا باند} \\ 0 & i_s < i_s^* + h/2 \quad \text{پایین باند} \end{cases}$$



YASHA

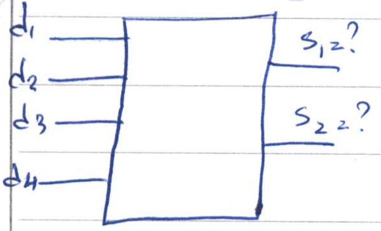
$$d_3 = \begin{cases} 1 & V_{c_1} < V_{c_2} \\ 0 & V_{c_1} > V_{c_2} \end{cases}$$

براساس اینکه مد را طوری انتخاب کنیم فرکانس زنی که بشیم
دشارژ را داشته شروع شود

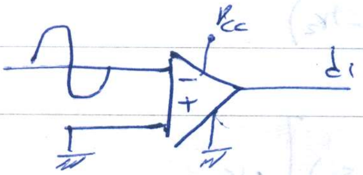
$$d_4 = \begin{cases} 1 & |V_s| > \min(V_{c_1}, V_{c_2}) \rightarrow i_s \uparrow \\ 0 & |V_s| < \min(V_{c_1}, V_{c_2}) \rightarrow i_s \downarrow \end{cases}$$

$$e_1 \uparrow c_2 \downarrow \rightarrow \begin{cases} i_s > V_{c_1} \rightarrow i_s \uparrow \\ i_s < V_{c_1} \rightarrow i_s \downarrow \end{cases}$$

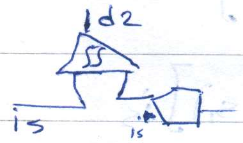
سپس می خواهیم طراحی کنیم لاجیک چهار سیگنال باید تصمیم بگیریم، که d_2 چی باشه


d1
d2
d3
d4
S1=?
S2=?

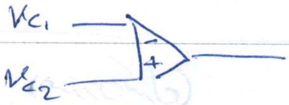
$d_1 \longrightarrow$



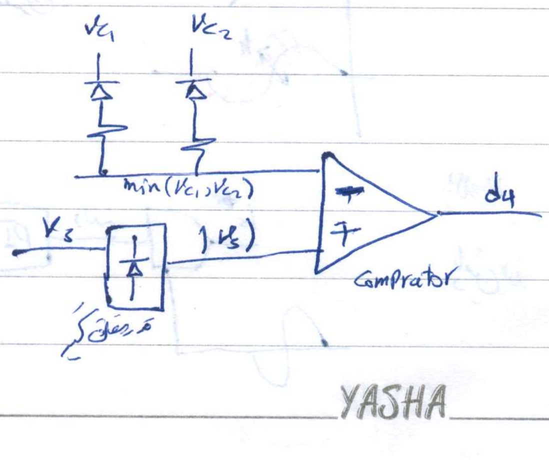
$d_2 \longrightarrow$



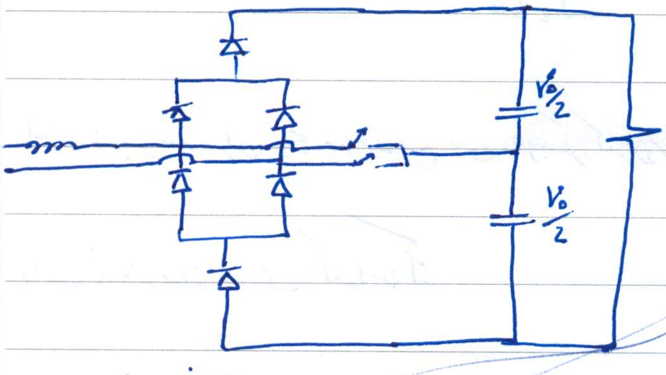
$d_3 \longrightarrow$



$d_4 \longrightarrow$


Vc1
Vc2
min(Vc1,Vc2)
Vs
|Vs|
-
+
d4
Comprator
قدر مطلق گیر

مبدل وینا سه فاز رو بررسی می کنیم و تکفاز را کامل می کنیم:



در نیم سیکل اول هستیم

$i_s < i_s^* - h/2$

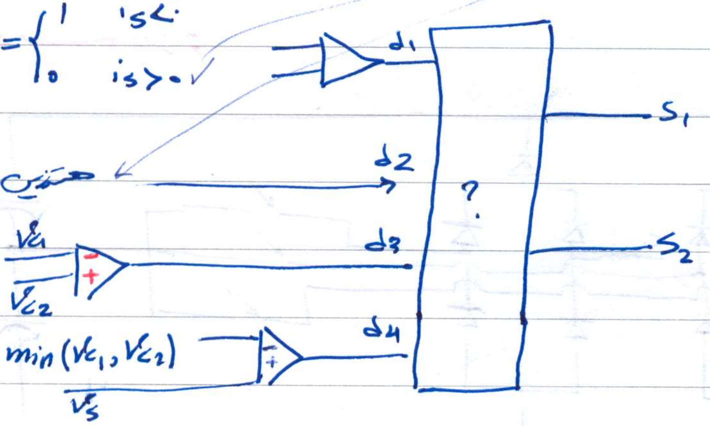
یعنی در پایین هستیم و باید شارژ کنیم

$$d_1 = \begin{cases} 1 & i_s < 0 \\ 0 & i_s > 0 \checkmark \end{cases}$$

d_2 هستیم

d_3

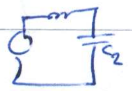
d_4



	d_1	d_2	d_3	d_4	mode		
$i_s>0$	0	0	0	0	1	$C_1, C_2 \downarrow$	$i_s \uparrow$
	0	0	0	1	3	$C_2 \uparrow C_1 \downarrow$	$i_s \uparrow$
	0	0	1	0	1	$C_1, C_2 \downarrow$	$i_s \uparrow$
	0	0	1	1	4	$C_1 \uparrow C_2 \downarrow$	$i_s \uparrow$
	0	1	0	0	3	$C_1 \downarrow C_2 \uparrow$	$i_s \downarrow$
	0	1	0	1			
	0	1	1	0			
	0	1	1	1			
$i_s<0$	1	0	0	0			
	1	0	0	1			
	1	0	1	0			
	1	0	1	1			
	1	1	0	0			
	1	1	0	1			
	1	1	1	0			
	1	1	1	1			

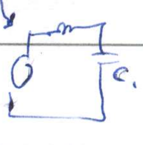
$i_s > 0$

mode	S_1	S_2	
1	1	1	$C_1, C_2 \downarrow$, $i_s \uparrow$
2	0	0	$C_1, C_2 \uparrow$, $i_s \downarrow$
3	1	0	$C_2 \uparrow$ $C_1 \downarrow$
4	0	1	$C_1 \uparrow$ $C_2 \downarrow$



$V_s > V_{C_2}$ $i_s \uparrow$

$V_s < V_{C_1}$ $i_s \downarrow$



عکس این

این جدول برای [illegible] و برای [illegible]

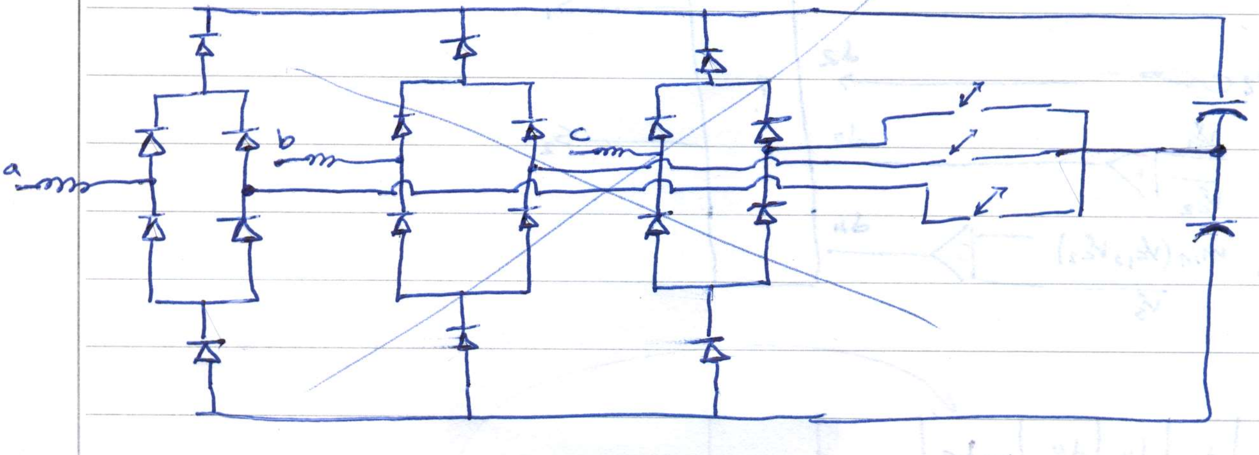
d_1d_2 \ d_3d_4	00	01	11	10
00	1	0	0	0
01	1	1	0	1
11	1	0	1	1
10	0	0	0	1

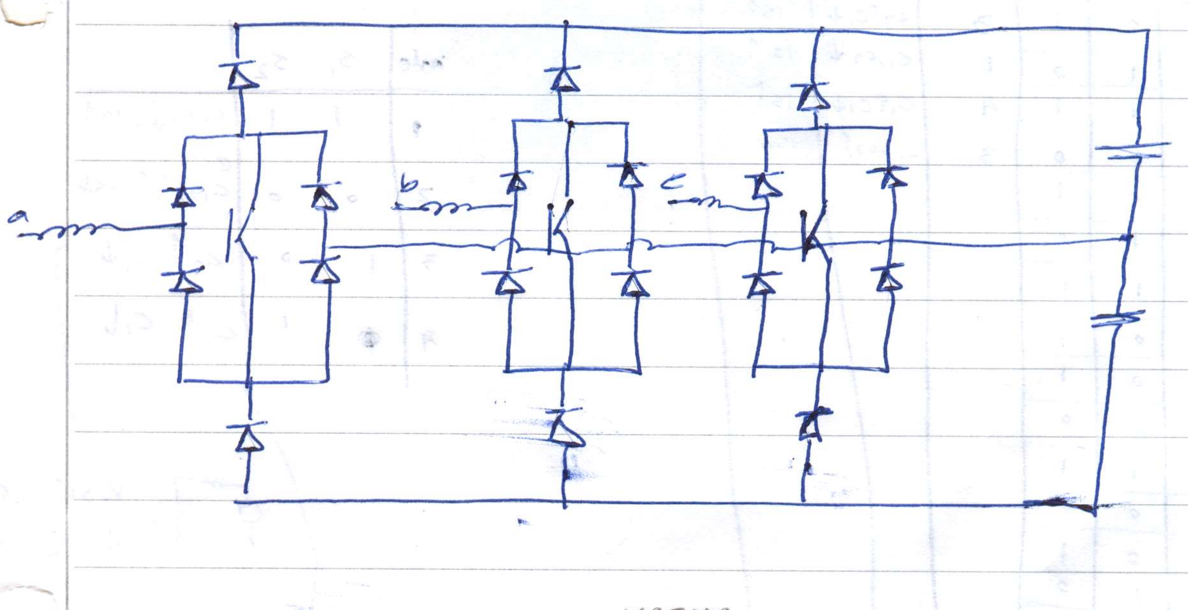
$$s_1 = \bar{d}_1\bar{d}_3\bar{d}_4 + \bar{d}_1 d_2 \bar{d}_3 + d_1 d_3 \bar{d}_4 + d_1 d_2 d_3 + d_2\bar{d}_4$$

این روال پس رو برای s_2 که هم توضیح بین داخل سیکل کنترل داریم .

دامنه d^+ ها و شکل خروجی را کنترل می‌کند .

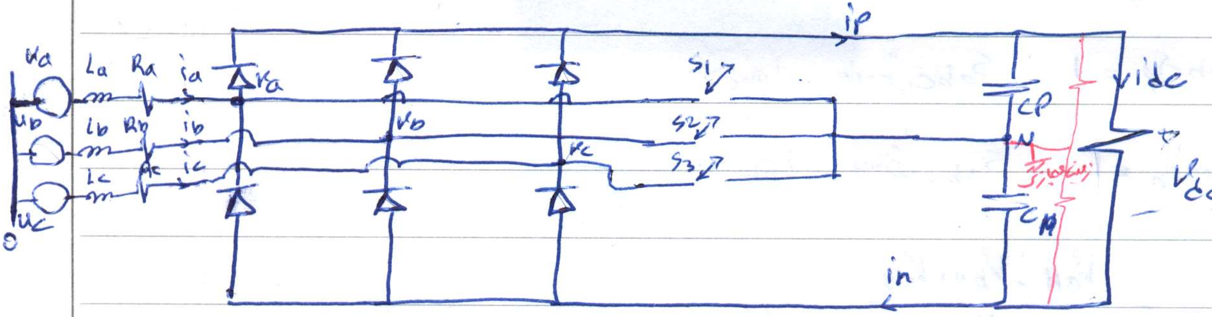
اینورتر سه فاز





YASHA

modifie:


va
ub
uc
o
La Ra ia
Lb Rb ib
Lc Rc ic
Va
Vb
Vc
S1
S2
S3
ip
in
idc
Cp
N
Cn
زمین مجازی
+
Vdc
−

اگر نوترال پوینت یا زمین مجازی داشته باشیم فاز ها به صورت یکسان باید شارژ شوند ولی اگه زمین مجازی نداشته باشیم نامتقارن هم می توانیم شارژ کنیم البته دو دسته مولفه زمین مجازی نیاز داریم برای جبران های EMI

سه تا ولتاژات

$$L\frac{di_{abc}}{dt} = U_{abc} - Ri_{abc} - \left[V_{(abc)_N} + V_{NO}\right]$$

$$\begin{cases} -V_a + L_a\frac{di_a}{dt} + R_a i_a + V_{a_N} + V_{NO} = 0 \\ \\ \end{cases}$$

سه تا از این

$$C_p\frac{dV_{cp}}{dt} = i_p - \frac{V_{cp} + V_{cn}}{RL}$$

$$C_n\frac{dV_{cn}}{dt} = i_n - \frac{V_{cp} + V_{cn}}{R_L}$$

$$V_{an} = \begin{cases} 0 & S_1 \text{ روشن} \\ V_{cp} & S_1 \text{ خاموش} \quad i_a > 0 \\ -V_{cn} & S_1 \text{ خاموش} \quad i_a < 0 \end{cases}$$

$$V_{(abc)N} = S_{(abc)p}\cdot V_{cp} - S_{(abc)n}\cdot V_{cn}$$

YASHA

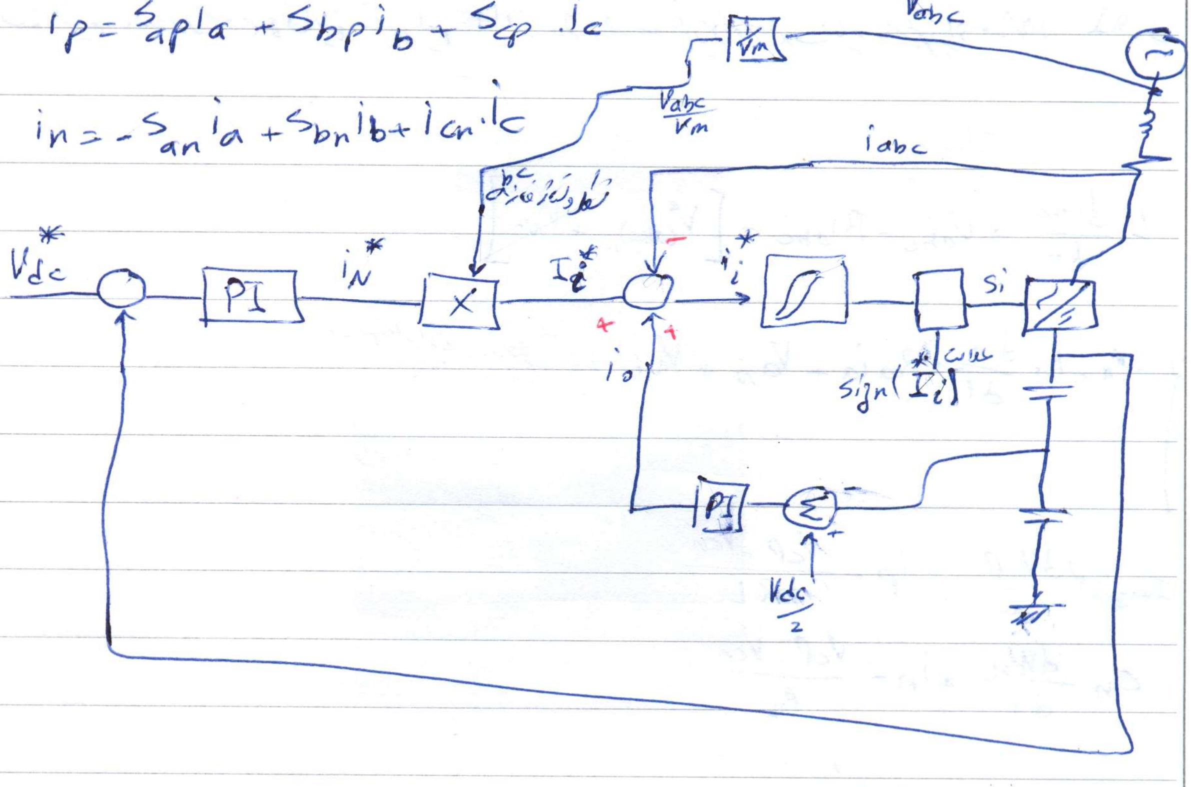
$$\begin{cases} V_{(abc)_0} = 0 & S_{abc} \text{ ارزش} \\ V_{(abc)p} = 1 & S_{abc} \text{ مثبتش} \quad i_{abc} > \cdot \\ V_{(abc)_n} = 1 & S_{abc} \text{ منفیش} \quad i_{abc} < \cdot \end{cases}$$

$$V_{\cancel{NO}\,NO} = -\frac{V_{aN} + V_{bN} + V_{cN}}{3}$$

$$= -\frac{\sum_{k=a,b,c} S_{kp}}{3} V_{cp} + \frac{\sum_{k=a,b,c} S_{kn}}{3} V_{cn}$$

$$i_p = S_{ap} i_a + S_{bp} i_b + S_{cp} \cdot i_c$$

$$i_n = -S_{an} i_a + S_{bn} i_b + i_{cn} \cdot i_c$$



V_{abc}
$\frac{1}{V_m}$
$\frac{V_{abc}}{V_m}$
i_{abc}
[illegible]
V_{dc}^*
PI
i_N^*
×
I_i^*
−
+
+
i_i^*
S_i
i_0
علامت
$\mathrm{sign}(I_i^*)$
PI
Σ
−
+
$\frac{V_{dc}}{2}$

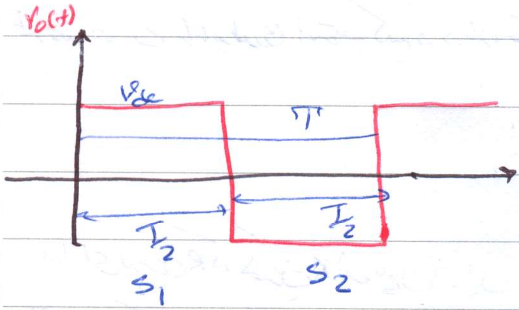
بخش دوم درس: اینورترهای DC → AC

یکی از مهمترین کاربرداین شبکه اتصال خورشیدی یا بادی هم شبکه است.

اینورترهای منبع ولتاژی
اینورترهای منبع جریانی → کاربرد کنترل دور موتورهای القایی

با ۹۰ درصد اوقات اینورترهای منبع ولتاژی استفاده می‌کنیم.

اینورترهای منبع ولتاژ:
- تکفاز →
  - نیم پل → R و RL و RLC
  - تمام پل → R و RL و RLC
- سه‌فاز
- چندفاز
- چند سطحی
- سه‌فاز چهار ساق



$$V_o(t) = \sum_{\text{هارمونیک‌ها}} V_n \sin(n\omega t + \varphi_n) = V_1 \sin \omega t + V_2 \sin(2\omega t) + \dots$$

$$V_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$$

$$\Rightarrow V_1 = \frac{4}{2\pi} V_{dc}$$

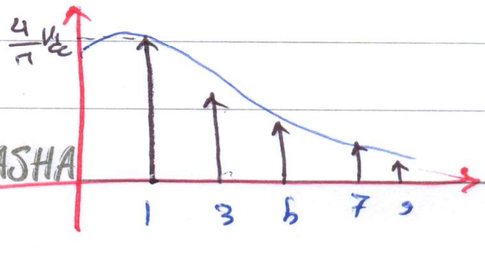
[illegible] $\frac{4}{\pi}$

$$a_n = \frac{2}{T}\int_0^T V_o(t) \cos n\omega t \, dt$$

$$V_n = \frac{4}{n\pi} \times V_{dc}$$

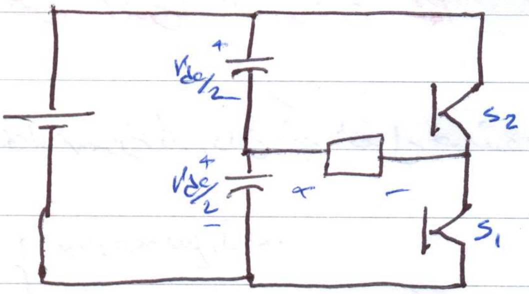
$$b_n = \frac{2}{T}\int_0^T V_o(t) \sin n\omega t \, dt$$

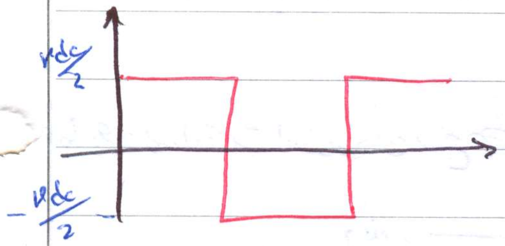
$$\varphi_n = tg^{-1}\frac{b_n}{a_n}$$



فرکانس را با کنترل T می‌توان تغییر داد

Year. Month. Date. Subject. 26





توان خروجی $= V_o(t) \times I_o(t) = \frac{V_{dc}}{2} \times \frac{V_{dc}}{2} \times 1/R$

$= \frac{V_{dc}}{4R}$

$V_s^e = V_{dc}$ ← ولتاژ تحمل سوئیچ ها به اندازه V_{dc} باید باشد.

$$THD = \frac{\sqrt{V_{rms}^2 - V_1^2}}{V_1}$$

در AC–DC ها THD را براساس جریان نوشتیم ولی اینجا براساس ولتاژها.

ظرفیت خازن را باید طوری انتخاب کنیم که در بازه شارژ و دشارژ خازن تغییری در ولتاژ ایجاد نکند.

$$C\frac{dV}{dt} = I_C = \frac{\frac{V_{dc}}{2}}{R}$$

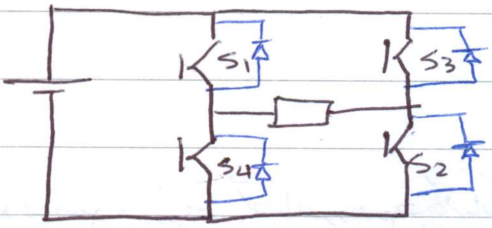
$$C\frac{\Delta V}{\Delta T} = \frac{V_{dc}}{2R} \longrightarrow C \geq \frac{\frac{V_{dc}}{2R} \times \Delta T}{\Delta V_c}$$

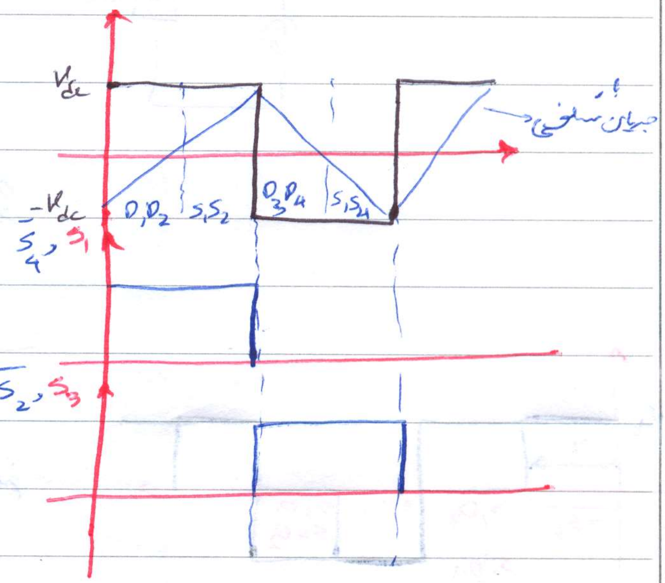
$\Delta T \rightarrow \frac{T}{2}$

$\Delta V_c \downarrow$ کمتر $\frac{V_{dc}}{2}$

به ازای بدترین R که کمترین R است چون جریان بیشتری می‌کشد انتخاب می‌کنیم.

اینورتر تک فاز تمام پل:





$V_1 = \frac{4V_{dc}}{\pi}$

$V_S = V_{dc}$ ولتاژ تحمل سوئیچ

بار مقاومتی: $P_o = V_{dc} \times \frac{V_{dc}}{R} = \frac{V_{dc}^2}{R}$

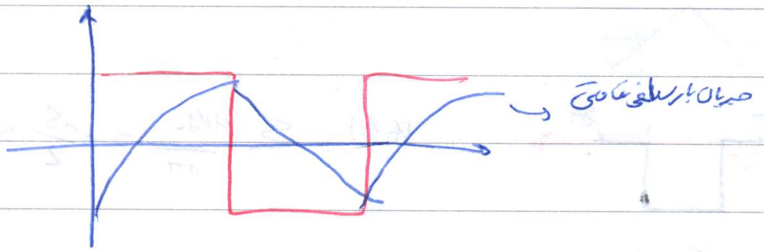
۴ برابر قبلی توان را بیشتر منتقل می‌کند.

بار سلفی: $V_L = L\frac{di}{dt} \longrightarrow i_L(t) = \frac{1}{L}\int V_o(t)\,dt + i_o$

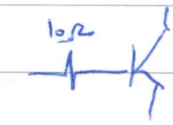
اگر این مدار را ببندیم مدار سوخته چون جریان تولید شده در هنگام سوئیچ صفر نمی‌شود $\frac{dI}{dt}$ داخل مدار می‌ماند به خاطر سلف

در سوئیچ‌ها دیود داریم

بار سلفی مقاومتی

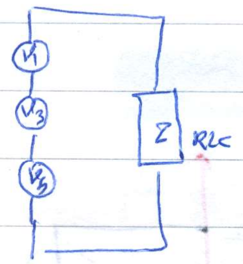


اگر یک مقاومت کوچک قبل سوئیچ بگذاریم باعث می‌شود در هنگام روشن شدن ثابت زمانی خازن را بالا ببرد ~~[illegible]~~ ارش شدن را



به تأخیر بیندازه

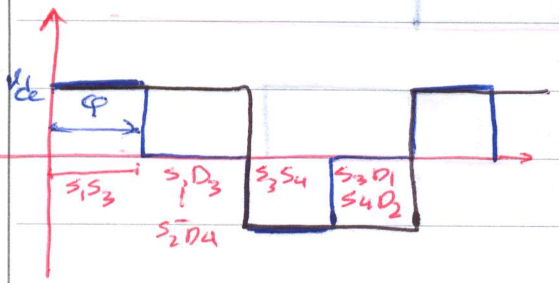
RLC بار →


V1
V3
V5
Z
RLC

$$I_L = \sum \frac{V_n}{|Z_n|} \sin(n\omega t - \varphi_n - \varphi_{Zn})$$

اگر بخواهیم دامنه مولفه V_1 اصلی را تغییر دهیم چیکار باید کرد؟

- معرفی انواع مدولاسیون در اینورترهای تک فاز و سه فاز:

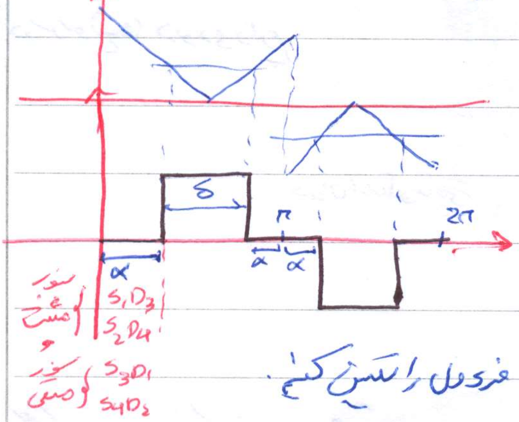

Vdc
φ
S1S3
S1D3
S2D4
S3S4
S3D1
S4D2

اگر بیاییم باید ترتیبی شکل موج را بصورت ~~[illegible]~~ در آوریم

$$V_0(t) = \sum \frac{4V_{dc}}{n\pi} \sin\frac{n\varphi}{2} \sin(n\omega t)$$

$$V_1 = \frac{4V_{dc}}{\pi} \sin\frac{\varphi}{2} \qquad 0 < \varphi < \frac{4V_{dc}}{\pi}$$

در این روش یکی از ~~دو~~ سطح‌ها در φ را صفر می‌کنیم و یک در میان جهت ~~دیودها~~ سطح‌ها با هم فرق می‌کنند


δ
π
2π
α
α
α
سوئیچ مثبت
S1D3
S2D4
سوئیچ منفی
S3D1
S4D2

$$V_0(t) = \sum \frac{4V_{dc}}{n\pi} \sin\frac{n\delta}{2} \sin n\omega t$$

چون هارمونی معلوم نیست باید سوئیچ جریان بزنیم تا بتوانیم نوع فرکانس را تنظیم کنیم.

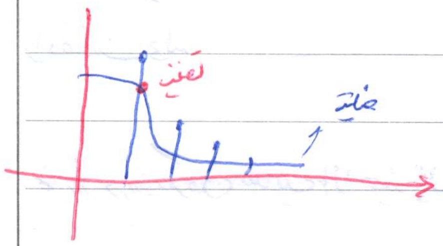
یکی از معضلات مدولاسیون تک پالس

مثلاً می‌خواهیم ولتاژ 22 ولت تولید کنیم.

$$\frac{4V_{dc}}{\pi} * \sin\frac{\varphi}{2} = 22$$

$$\varphi = 2\,\mathrm{Arcsin}\left(\frac{V_{ref}\times\pi}{4V_{dc}}\right)$$

مضرات تک پالسه:



هرچقدر اولین مولفه متناظر به فرکانس اصلی نزدیک‌تر باشد طبعا فیلتر بزرگتر

می‌شود اینجا هم چون اولین هارمونیک ۳ هست ابعاد فیلتر بزرگ می‌شود

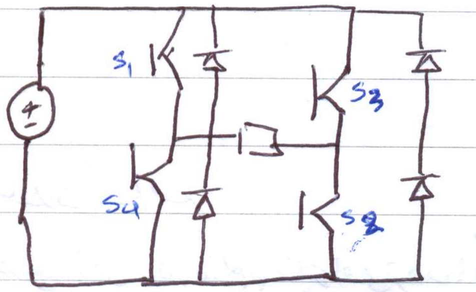
و همین مولفه اول را هم تضعیف می‌کند. به همین منظور از مدولاسیون چند پالسه استفاده می‌کنیم.

انواع مدولاسیون
۱. تک پالس
۲. بیش از یک پالس ←
  - عرض پالس مساوی EPWM
  - عرض پالس سینوسی SPWM
  - سینوسی اصلاح شده MPWM
  - ذوزنقه‌ای TPWM
  - تزریق مولفه سوم

- روش حذف هارمونیک انتخابی S.H.E

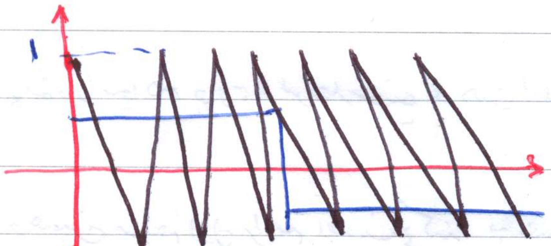
بهترین روش SVPWM است.

اینورترهای منبع ولتاژ و معرفی انواع مدولاسیون: (روش تک پالس)

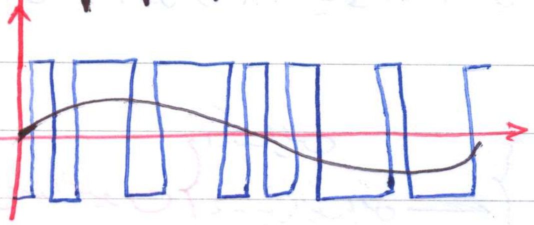


ایراد: ابعاد فیلتر بزرگ می شود. این فیلتر دامنه ولتاژ اصلی را تضعیف می کند

بخاطر درست کردن معایب بالا چند پالس استفاده می کنیم.



هرگاه دندان اره ای بزرگتر از سطح Dc باشد روشن می شود



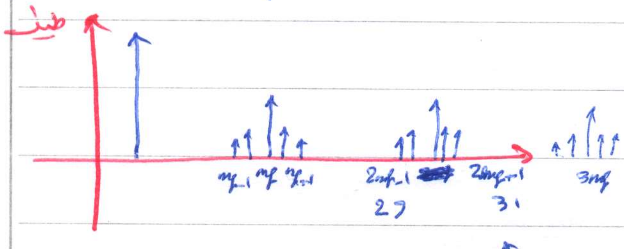
برای این روش روش سوئیچینگ بای پلار میگن چون ولتاژ

هم مثبت است هم منفی. Biplar منفی.

دامنه دندان اره ای یک است و دامنه Dc می تواند تغییر کند

$$0 < m_a = \frac{\text{دامنه موج مربعی}}{\text{دامنه اره ای}} < 1$$

$$m_f = \frac{\text{فرکانس دندان اره ای}}{\text{فرکانس مربعی}} \overset{\text{فرض}}{=} 15$$



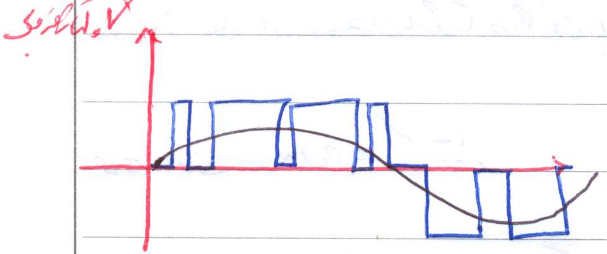
شکل موج خروجی هارمونیک خواهد شد چون مثبت و منفی است و متقارن است.

زوج ها را نداریم و فقط فردها هست

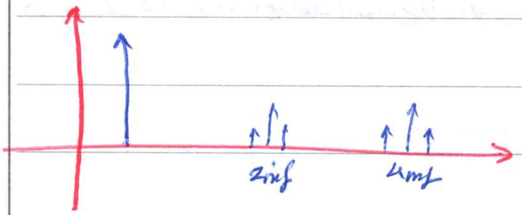
YASHA

هرچه m_f را افزایش دهیم از لحاظ فیلترینگ عالی است اما از طرفی سبب افزایش تلفات سوئیچینگ می‌شود ،

m_f را معمولاً بین ۱۰ تا ۲۰ در نظر می‌گیرند .



اگر شکل موج ولتاژ را بدین صورت کنیم . که در صورتی که بالاتر بود روشن و عکس آن اتفاق بیفتد که بهش تک قطبی میگن

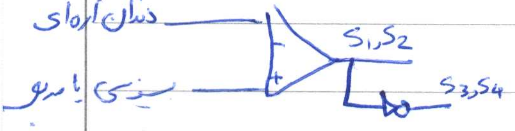


این خیلی از دیگر مدولاسیون‌ها بهتر عمل است .

این از 2mf شروع می‌شود .

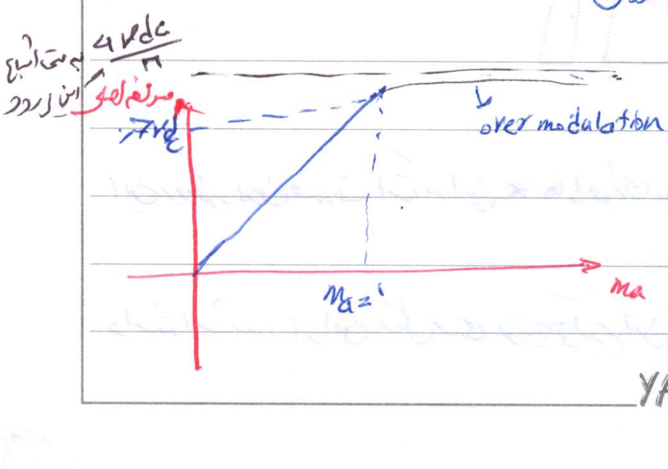
به این روش هایی که گفته شد E.P.W.M می‌گویند . که یک موج مربعی را با دندان اره‌ای مقایسه می‌کنیم .

اگر رفرنس ما سینوسی باشد مثل بالا و بهش SPWM می‌گویند ما عموماً SPWM استفاده می‌کنیم .



نحوه تولید سیگنال فرمان دو قطبی

اگر سینوس بزرگتر از دندان اره‌ای S_1, S_2 روشن و در غیر این صورت S_3, S_4 روشن



کتاب صفحه 118

اگر ma از یک بزرگتر شود طیف ها موقعیت خراب می‌شود

ولتاژ مولفه اصلی

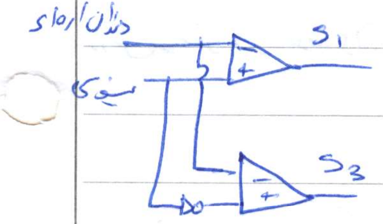
دامنه ما در $m_a=1$ فقط $.78V_{dc}$ است. لذا اینورترها کاهنده هستند.

$$m_a = .7 = \frac{V_1}{V_d}$$

$V_1 = 220 \longrightarrow V_{dc} \cong 300V$

یعنی ولتاژ dc باید 300 ولت باشد تا $V=220$ ولت را تحویل دهد.

برای ساخت SPWM تک قطبی

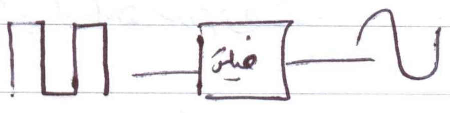


دندان اره ای
سینوسی
S_1
S_3

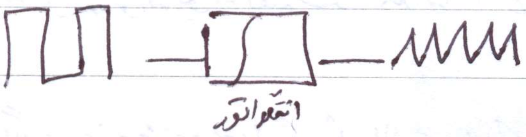
سینوس را ثابت کردن

در بعضی از کتاب ها به جای اینکه سینوس را معکوس کنند دندان اره ای را معکوس می کنند

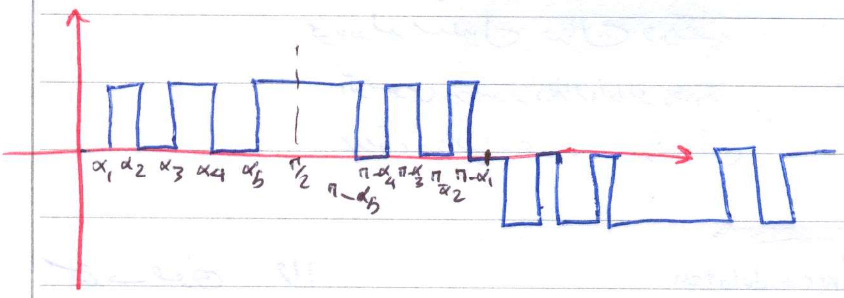
برای تغییر m_a دامنه مربع را تغییر دادیم



در عمل ساخت سینوسی بدین صورت است



روش selective harmonic elimineition.



α_1
α_2
α_3
α_4
α_5
$\pi/2$
$\pi-\alpha_5$
$\pi-\alpha_4$
$\pi-\alpha_3$
$\pi-\alpha_2$
$\pi-\alpha_1$

این روش بدین صورت است که این α ها را طوری بدست می آوریم که هارمونیک های اضافه حذف شوند ولی مولفه اصلی را داشته باشیم. از این شکل سری فوریه می گیریم این شکل شکل امواج ولتاژ ما است

$V_1 = f_1(\alpha_1, \alpha_2 — \alpha_5)$ $\quad V_{13}$ |

$V_9 = f_2(\alpha_1 — \alpha_5)$ $\quad V_{15}$ |

$V_{11} = f_3(\alpha_1 — \alpha_5)$ $\quad \vdots$ |

YASHA

$V_1 = f_1(\alpha_1, \ldots \alpha_5) = V_{ref}$

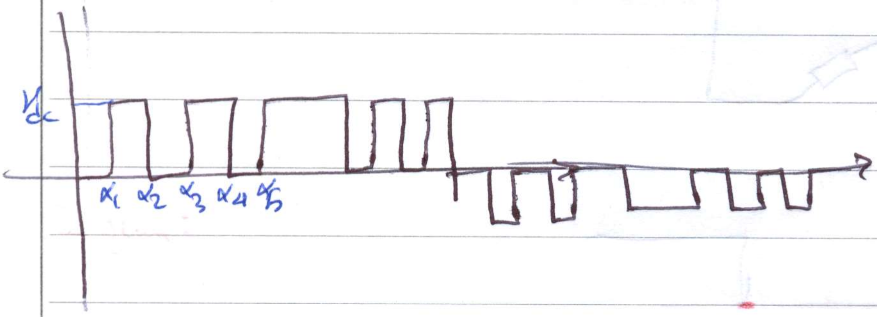
$V_9 = f_2(\alpha_1, \ldots \alpha_5) = 0$ ما ۵ معادله و ۵ مجهول داریم که α_1 تا α_5 را بدست می‌آوریم

$V_{11} = \ldots = 0$

$V_{13} = \ldots = 0$

$V_{15} = \ldots = 0$

شکل موج مربعی باید تقارن داشته باشد تا هارمونیک زوج از بین برود



برای اینکه این ۵ مجهول را بدست بیاوریم سری فوریه می‌گیریم

$V_1 = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} = f_1(\alpha_1, \ldots \alpha_5) = V_{ref}$

$\vdots$

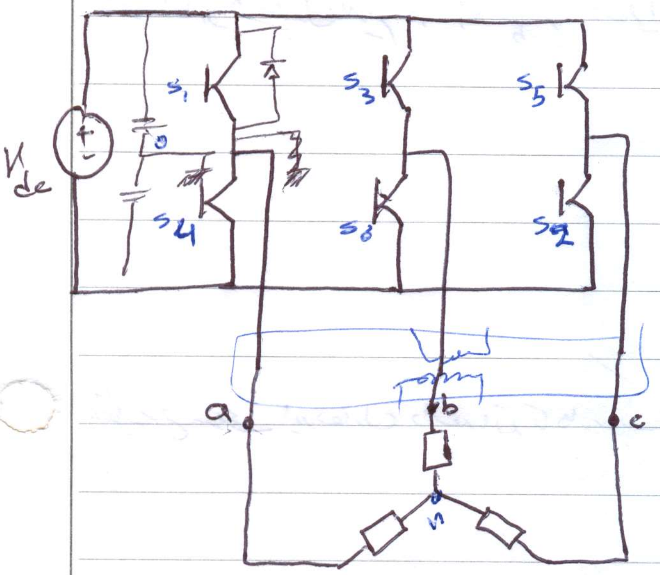
$V_9 = 0$

V_{11}

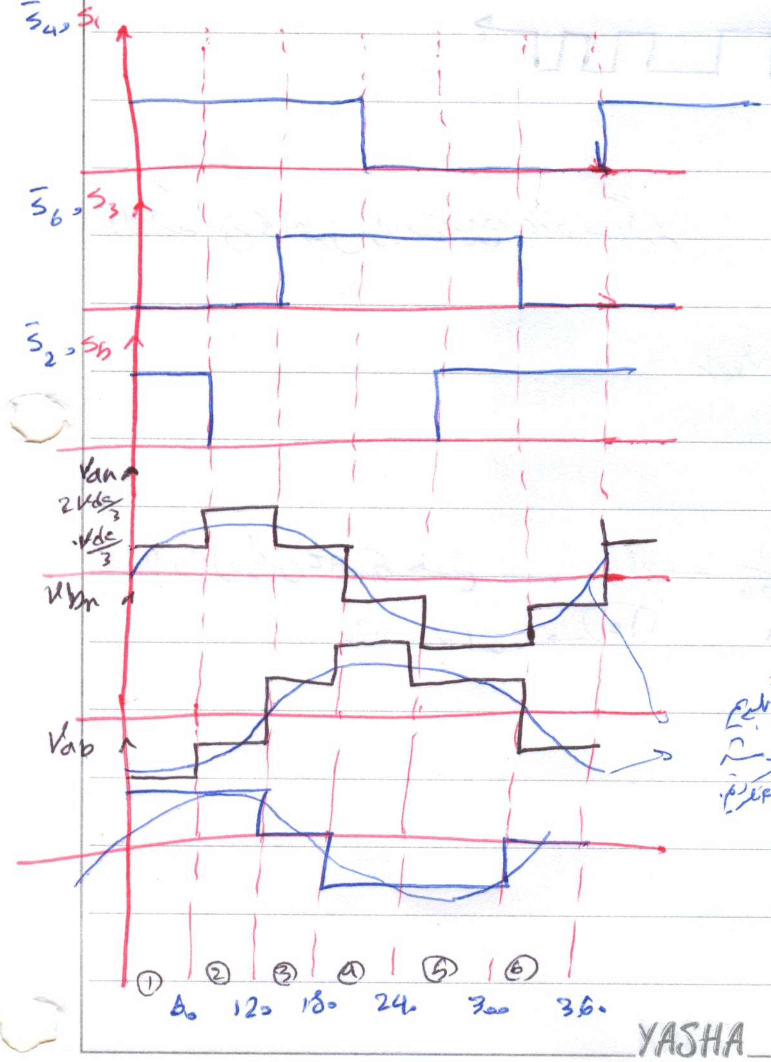
V_{13} ما مثلاً دنبال فرکانس 500Hz هستیم ← $360 \leftarrow T_s = \frac{1}{500}$ سعی بر بدست آوردن α

V_{15} α $\boxed{10} \leftarrow$ مثلاً α_1 است.

اینورترهای سه فاز : همین دیود آنتی پارالل دارن که برای جلوگیری از شلوغی یکیشو رسم کردم.



تک پالسه



f_s ورودی $= 50 \rightarrow T_s = 20ms / 6 = \boxed{3,3}\,ms$ ↓ ۶ مد

~~[illegible]~~ ۳ داریم که هر Leg ۶ فاصله

آخه هیچ بلدم اینطوری شد ۲ تا رو جا نبود رسم نکردم.

$$\begin{cases} V_{an} = V_{ao} - V_{no} \\ V_{bn} = V_{bo} - V_{no} \\ V_{cn} = V_{co} - V_{no} \end{cases} \oplus$$

متقارن

$$\underbrace{V_{an} + V_{bn} + V_{cn}}_{\text{با فرض متقارن } = 0} = V_{ao} + V_{bo} + V_{co} - 3V_{no}$$

$$V_{no} = 1/3\left[V_{ao} + V_{bo} + V_{co}\right]$$

YASHA

جایگذاری در معادله

V_{ab} ۳۰ درجه از V_{bn} جلوتر است.

$$A\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}\left[V_{bo}+V_{co}\right] \\ V_{bn} = \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}\left[V_{co}+V_{ao}\right] \\ V_{cn} = \frac{2}{3}V_{co} - \frac{1}{3}\left[V_{ao}+V_{bo}\right] \end{cases}$$

$$\rightarrow \overset{\text{بازه}}{①}\begin{cases} V_{ao} = V_{co} = \frac{V_{dc}}{2} \\ V_{bo} = -\frac{V_{dc}}{2} \end{cases}$$

جا بگذاری در رابطه A

$$\rightarrow \begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}V_{dc} \\ V_{bn} = -\frac{2V_{dc}}{3} \\ V_{cn} = \frac{V_{dc}}{3} \end{cases}$$

$$\text{بازه } ② \begin{cases} V_{ao} = \frac{V_{dc}}{2} \\ V_{co} = V_{bo} = -\frac{V_{dc}}{2} \end{cases} \longrightarrow \begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{dc} \\ V_{bn} = -\frac{V_{dc}}{3} \\ V_{cn} = -\frac{V_{dc}}{3} \end{cases}$$

برای بازه 3 تا 6 هم همین اینها را می نویسیم

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

$$④\begin{cases} V_{an} = -\frac{V_{dc}}{3} \\ V_{bn} = \frac{2V_{dc}}{3} \\ V_{cn} = -\frac{V_{dc}}{3} \end{cases} \qquad ⑤\begin{cases} V_{an} = -\frac{2V_{dc}}{3} \\ V_{bn} = \frac{V_{dc}}{3} \\ V_{cn} = \frac{V_{dc}}{3} \end{cases} \qquad ⑥\begin{cases} V_{an} = -\frac{V_{dc}}{3} \\ V_{bn} = \cancel{2V_{dc}}\ -\frac{V_{dc}}{3} \\ V_{cn} = \frac{2V_{dc}}{3} \end{cases}$$

ص ۱۱ صفحه قبل همینم دیاگرام هاشو رسم می کنیم.

برای محاسبه ی دامنه V_{ab} شکل صفحه 34

$$V_n = \frac{4V_{dc}}{n\pi}\sin\frac{n\alpha}{2} = \frac{4V_{dc}}{n\pi}\sin\left(\frac{n120}{2}\right)$$

$$\frac{V_{dc}}{\pi}\sin 60 = \boxed{\frac{4\times\sqrt{3}V_{dc}}{2\pi}}$$

خط

$$V_{an} = \boxed{\frac{2V_{dc}}{\pi}}$$

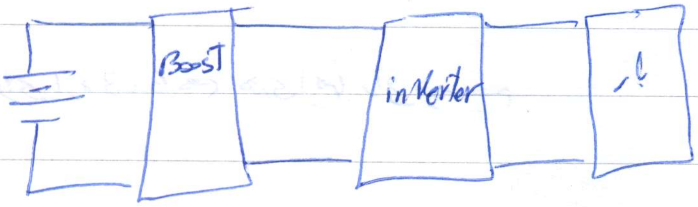
فاز

اگر بخواهیم ولتاژ ۲۲۰ برق شهر را تأمین کنیم باید ۵۰۰ ولت dc برسیم

$V_{an} = \frac{2V_{dc}}{\pi} = 220\sqrt{2} \longrightarrow V_{dc} = 488 \simeq 500V$

نمی‌توانیم یعنی توجیه ندارد با باتری ۵۰۰ ولت تولید کنیم که بعد بخواهیم ۲۲۰ بگیریم چون اگر V_{dc} را حدودا ۵۰۰ ولت میگیریم باید بسیار ترانس میزان تا ۵۰۰ برسد و این ترانس ترانس بزرگی است و حجم و هزینه ترانس بزرگ است.

یک روش دیگه این است که می‌توانیم به جای ترانس بوست کانورتر DC به DC بزاریم

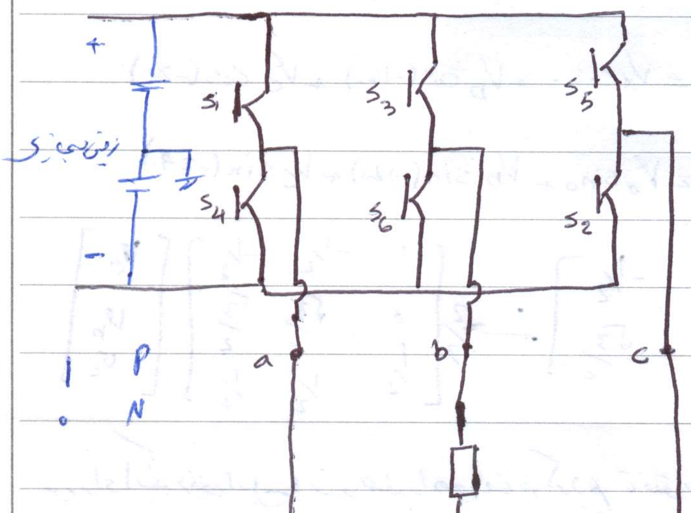


تا اینجا سینوسی که برای یکی گرفتیم برای سه فاز هم هست فقط اون موج سینوسی که با دندانه اره‌ای مقایسه می‌کردیم برای یکی همون رو قرار دهیم و برای دو پایه دیگر با ۱۲۰ درجه اختلاف فاز موج سینوسی را با اره‌ای (از اره‌ها) مقایسه می‌کنیم

مدولاسیون space Vector PWM (SVpwm)

یکی از معضلات روش های قبلی این بود که دندان اره ای فرکانس ما تا 10 برابر فرکانس اصلی باید باشد و ما مجبور بودیم در سیگنال پیوسته را مقایسه کنیم و فرمان ها به دست آوریم راه ساده تر این بود که در مقابل دندان اره ای سینوسی می سازیم و نقاط قطع را ذخیره می کنیم. مثلاً دندان اره ای با 10KHZ تولید کنیم با دیگر سیگنال سینوسی با 1KH تقاطع می دهیم و نقاط قطع را به دست می آوریم و در آخر با AVR ذخیره می کنیم و برای Leg اول زمان ها را وارد می کنیم و برای Leg های دوم با 120 درجه اختلاف فاز که از لحاظ زمانی چون فرکانس سینوسی 1KHZ است می شود 1ms که یک سوم آن می شود اختلاف فاز 120 درجه.

یکی از مزیت های SVPWM این است که ما نیاز نداریم در سیگنال پیوسته را مقایسه کنیم.



2^6 حالت سوئیچینگ داریم که چند حالت ممنوع داریم که leg ها نباید اتصال کوتاه شود که یکی از بالا باید روشن باشد و یکی از پایین چون ارتباط اتصال نشود

پس در کل $2^3 = 8$ حالت خواهیم داشت که مجاز است.

اگر فاز a به بالا وصل باشد Positive می شود

و اگر فاز a به پایین وصل باشد negative می شود

YASHA

a	b	c
1	0	0
1	1	0
0	1	0
0	1	1
0	0	1
1	0	1
0	0	0
1	1	1

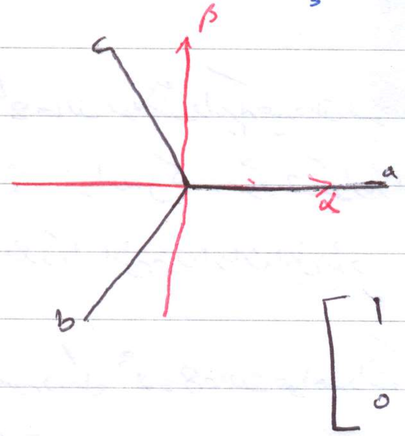
$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}\left[V_{b0}+V_{c0}\right] \\ V_{bn} = \frac{2}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}\left[V_{c0}+V_{a0}\right] \\ V_{cn} = \frac{2}{3}V_{c0} - \frac{1}{3}\left[V_{a0}+V_{b0}\right] \end{cases}$$

$$100 \to \begin{cases} V_{a0} = \frac{V_{dc}}{2} \\ V_{b0} = -\frac{V_{dc}}{2} \\ V_{c0} = -\frac{V_{dc}}{2} \end{cases} \to \begin{cases} V_{an} = \frac{2V_{dc}}{3} \\ V_{bn} = -\frac{V_{dc}}{3} \\ V_{cn} = -\frac{V_{dc}}{3} \end{cases}$$

$$110 \to \begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}V_{dc} \\ V_{bn} = \frac{1}{3}V_{dc} \\ V_{cn} = -\frac{2}{3}V_{dc} \end{cases} \quad , \quad 010 \to \begin{cases} V_{an} = -\frac{1}{3}V_{dc} \\ V_{bn} = \frac{2}{3}V_{dc} \\ cn = -\frac{V_{dc}}{3} \end{cases}$$

$$011 \to \begin{cases} V_{an} = -\frac{2}{3}V_{dc} \\ V_{bn} = \frac{1}{3}V_{dc} \\ V_{cn} = \frac{1}{3}V_{dc} \end{cases} \qquad 001 \to \begin{cases} V_{an} = -\frac{1}{3}V_{dc} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{dc} \\ V_{cn} = \frac{2}{3}V_{dc} \end{cases}$$

$$101 \to \begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}V_{dc} \\ V_{bn} = -\frac{2}{3}V_{dc} \\ V_{cn} = \frac{1}{3}V_{dc} \end{cases} \qquad 000 \to \begin{cases} V_{an} = 0 \\ V_{bn} = 0 \\ V_{cn} = 0 \end{cases} \qquad 111 \to \begin{cases} 0 \\ 0 \\ 0 \end{cases}$$



$$V_\alpha = V_a\cos 0 + V_b\cos(-120) + V_c\cos(-240)$$

$$V_\beta = V_a\sin 0 + V_b\sin(-120) + V_c\sin(-240)$$

$$\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \longrightarrow \frac{2}{3}\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}$$

پس برای اینکه ریورسابل باشد صفر را هم اضافه کردیم تا بتونیم از abc به αβ را بدست بیاوریم و برعکس

واحد آن

$\frac{2}{3}$ را ضرب کردیم تا یونیک شود و دامنه ولتاژ تثبیت شود و اگر دامنه توان را بخواهیم تعیین کنیم باید در $\sqrt{\frac{2}{3}}$ ضرب کنیم

YASHA

$$[V_{\alpha\beta0}] \overset{2/3}{=} [T]\begin{bmatrix}V_a\\V_b\\V_c\end{bmatrix} \longrightarrow \begin{bmatrix}V_a\\V_b\\V_c\end{bmatrix} = [T]^{-1} , [V_{\alpha\beta0}]$$

$$100 \longrightarrow \begin{cases}V_{an}\\V_{bn}\\V_{cn}\end{cases} \longrightarrow \begin{cases}V_\alpha =\\V_\beta =\end{cases} \xrightarrow{|V| = \sqrt{V_\alpha^2+V_\beta^2},\ tg^{-1}\frac{V_\beta}{V_\alpha}} \frac{2}{3}V_{dc}\angle 0 = \vec{V_1}$$

$$110 \longrightarrow \begin{cases}V_\alpha =\\V_\beta =\end{cases} \longrightarrow \text{''} \longrightarrow \frac{2}{3}V_{dc}\angle 60 = \vec{V_2}$$

برای هر ۸ حالت

برای همه مثل این می‌شود

$\angle 120 = \vec{V_3}$

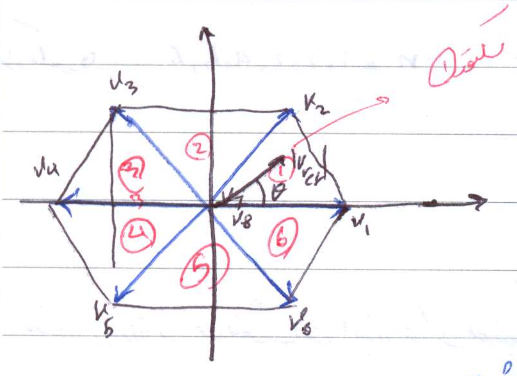
$\angle 180 \ \vec{V_4}$

$\angle 240 \ \vec{V_5}$

$\angle 300 \ \vec{V_6}$

$\angle 0 \ \vec{V_7}$

$\angle 0 \ \vec{V_8}$



به ترتیب مثل قبل است.

$$\text{ولتاژ مرجع} \begin{cases}V_{an} = V_m \sin\omega t\\ V_{bn} = V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3})\\ V_{cn} = V_m \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3})\end{cases} \xrightarrow{V_{\alpha\beta}} \begin{cases}V_{\alpha ref}\\V_{\beta ref}\end{cases} \rightarrow \begin{cases}|V_{ref}|\\ \angle\theta\end{cases}$$

با فرض با افزایش $|V_{ref}|$ که ثابت است و زاویه‌اش $\angle\theta$ که در هر لحظه با سرعت ω می‌چرخد

کل زمانی که در یک سکتور هستیم سمپلینگ تایم حالت مثلاً اگر 10^{-4} باشد سمپلینگ تایم ما باید ترکیبی از V_1 و V_2 و V_7 یا V_8 تلفیق کنیم اگر در سکتور ① باشیم

فرض کنیم در سکتور ① هستیم:

سمپلینگ تایم ۲.

$$\int_0^{T_Z} \vec{V_{ref}}\,dt = \int^{T_1} \vec{V_1}\,dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \vec{V_2}\,t + \int_{T_1+T_2}^{T_Z} (V_7 \text{ یا } V_8)\,dt$$

$$V_{ref} \cdot T_Z = \vec{V_1} \cdot T_1 + \vec{V_2} \cdot T_2 + 0$$

با توجه به سه معادله ★ سه معادله سه مجهول داریم.

$$\star \begin{cases} |\vec{V_{ref}}| \cdot \cos\theta \cdot T_Z = |V_1| \cdot T_1 \cdot \cos 0 + |V_2| \cdot \cos 60 \cdot T_2 \\ |V_{ref}| \cdot \sin\theta\, T_Z = |V_1|\, T_1 \sin 0 + |V_2| \sin 60 \cdot T_2 \end{cases} \star$$

YASHA

$$\star\ T_1 + T_2 + T_0 = T_Z$$

بین از کل دستگاه ← $\begin{cases} T_0 = \\ T_1 = \\ T_2 = \end{cases}$

فرکانس ورودی ما اگر 1kHz باشد طبق قضیه نایکوییست سمپلینگ ما باید دو برابرش باشد ولی در عمل ما باید ده برابرش بگیریم

$$\begin{cases} T_0 = \\ T_1 = \dfrac{\sqrt{3}\,|V_{ref}|\,T_Z \sin(\frac{\pi}{3}-\theta)}{V_{dc}} \\ T_2 = \dfrac{\sqrt{3}\,|V_{ref}|\,T_Z \sin\theta}{V_{dc}} \end{cases}$$

$$\begin{cases} T_1 = \dfrac{\sqrt{3}\,|V_{ref}|\,T_Z}{V_{dc}} \sin\left(n\frac{\pi}{3}-\theta\right) & \text{اولین بردار سمت راستی} \\ T_2 = \dfrac{\sqrt{3}\,|V_{ref}|\,T_Z}{V_{dc}} \sin\left[\theta-\dfrac{(n-1)\pi}{3}\right] & \text{سمت چپ} \\ T_0 = T_Z-(T_1+T_2) \end{cases}$$

$n = 1, 2, 3, 4, 5, 6$ کدام سکتور

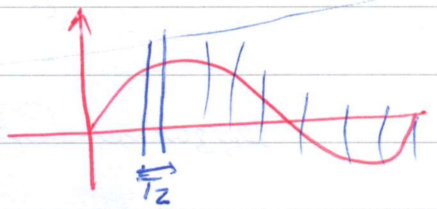
مسئله اول تلفات سوئیچینگ است اینها را طوری بچینیم که با کمترین تغییرات سوئیچ زنی کنیم. و همچنین هارمونیک ها کمترین باشد

(T_1, T_2, T_0)

(T_2, T_0, T_1)

(T_0, T_1, T_2)

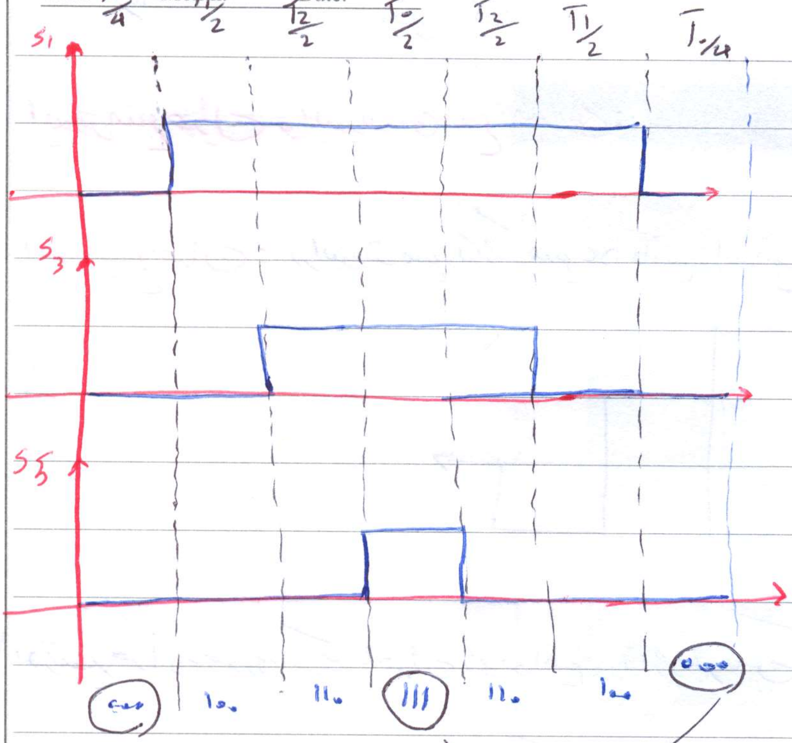
کدام را استفاده کنیم ؟



بهترین نتیجه برای اینکه کمترین هارمونیک را داشته باشیم ترتیب زیر است.

$$\left(\frac{T_0}{4}, \frac{T_1}{2}, \frac{T_2}{2}, \frac{T_0}{2}, \frac{T_2}{2}, \frac{T_1}{2}, \frac{T_0}{4}\right)$$

Year. Month. Date. Subject. 41/



$T_0/4$
$T_1/2$
$T_2/2$
$T_0/2$
$T_2/2$
$T_1/2$
$T_0/4$
S_1
S_3
S_5
۰۰۰
۱۰۰
۱۱۰
۱۱۱
۱۱۰
۱۰۰
۰۰۰

باید طبق شرایط اتی به کنیم.

چون دوتا موقعیت لیکر ۰۰۰ صفرات بین این حالت بهتره چون سلکتار کمتره

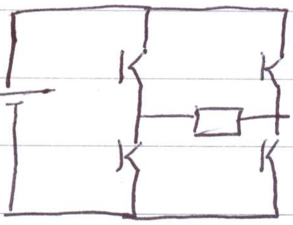
و برای ۱۱۱ چون دوتا یک هست بین بهترین حالته

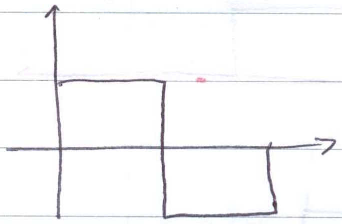
YASHA

فصل ۱۰ کتاب

اینورتر منبع جریان و اینورترهای منبع امپدانسی:

اینورتر منبع جریان: در اینورتر منبع ولتاژ یک منبع DC داشتیم و با سوئیچ زنی کاری می‌کنیم که ولتاژ خروجی به شکل موج دلخواه ما شد.





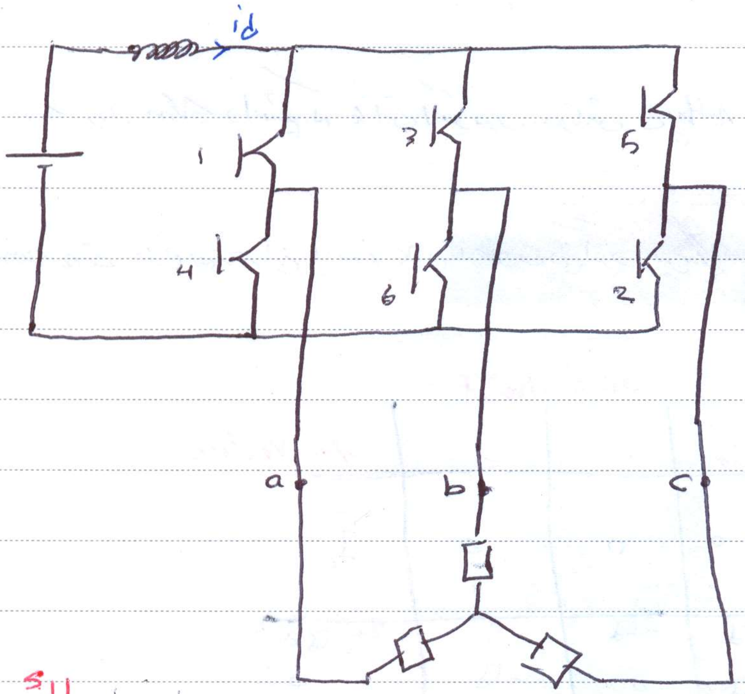
اینورتر منبع جریان جوری است که ما جریان را می‌خواهیم و ولتاژ را بار تعیین می‌کند. ساده‌ترین راه برای دستیابی به منبع جریان این است که یک سلف بزرگ را با منبع ولتاژ سری کنیم. و همچنین جریان سلف را هم باید کنترل کنیم تا ثابت بماند

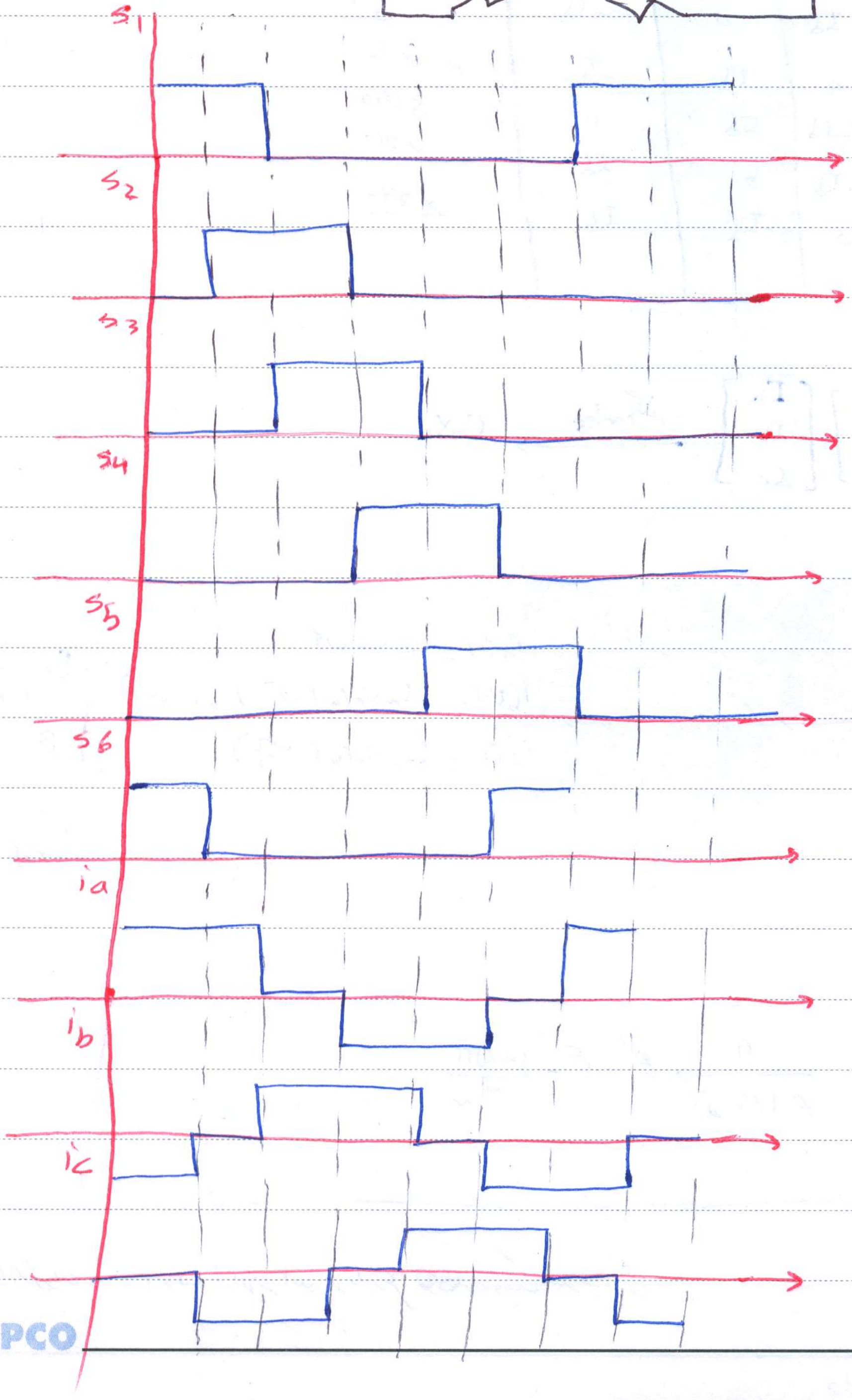
مثلاً با هیسترزیس تمام چیزهایی که برای منبع ولتاژ گفت برای این هم هست.

فرق اینورتر منبع ولتاژی (یکی از مشکلات ما این بود که اگر دو سوئیچ یک لگ با هم روشن شوند و حمله سوئیچ بالای دیر خاموش شود و باز اتصال کوتاه شود که روش‌های هست که این را بهبود بخشد.

ما در اینورتر منبع جریان می‌خواهیم که این اتصال کوتاه اتفاق بیفتد چون جریان را می‌خواهیم کنترل کنیم.

کتاب Power converter مطالعه شود.


id
1
4
3
6
5
2
a
b
c



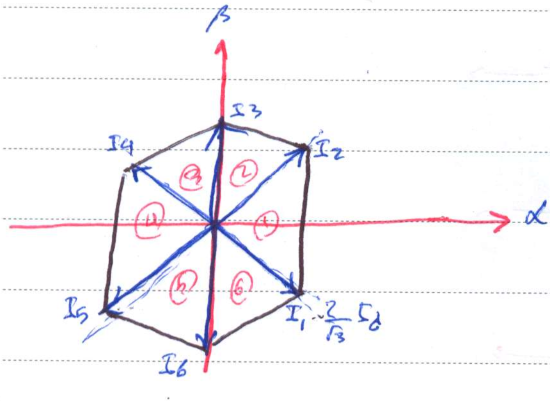
در منبع ولتاژی 8 بردار svm داشتیم که 6 تاش اکتیو بود و دوتاش Zero voltage ولی در منبع جریان 6 تا اکتیو داشتیم

و 3 تا Zero current داریم یعنی جریان از منبع dc به بار صورت نمی‌گیرد پس leg ها باید اتصال کوتاه باشند.

pwm current

			i_a	i_b	i_c	space vectore
	[14]	S_1, S_4				
Zero state $T_0 = T_Z - (T_1+T_2)$	[36]	S_3, S_6	0	0	0	$\bar{I}_0$
	[52]	S_5, S_2				
T_1	[61]	S_6, S_1	I_d	$-I_d$	0	$2/\sqrt{3}\, I_d \angle -30$
T_2	[12]	S_1, S_2	I_d	0	$-I_d$	〃 $\angle 30$
	[23]	S_2, S_3	0	I_d	$-I_d$	〃 $\angle 90$
active state	[34]	S_3, S_4	$-I_d$	I_d	0	〃 $\angle 150$
	[45]	S_4, S_5	$-I_d$	0	I_d	〃 $\angle 210$
	[56]	S_5, S_6	0	$-I_d$	I_d	〃 $\angle 270$

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \xrightarrow{\text{تعمیم کنیم}} I\alpha$$



$$\rightarrow \begin{aligned} i_a(t) &= I_m \sin \omega t \\ i_b(t) &= I_m \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ i_c(t) &= I_m \sin(\omega t - 4\pi/3) \end{aligned} \xrightarrow{abc \to \alpha\beta} \begin{cases} I_\alpha \\ I_\beta \end{cases} \xrightarrow{\alpha\beta \to \text{قطبی}} I_{ref} \angle \theta$$

$$T_1 = m_a \cdot T_Z \cdot \sin(\pi/6 - \theta)$$

$$T_2 = m_a \cdot T_Z \cdot \sin(\pi/6 + \theta) \quad \xrightarrow[\theta' \text{ جایگزین } \theta]{n} \theta' = \theta - \frac{(n-1)\pi}{3}$$

$$m_a = \frac{I_{ref}}{I_d}$$

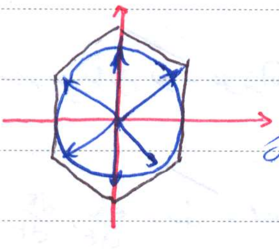
$$\frac{4 I_d}{\pi} \times \sin 120/2$$

$$\boxed{I_{am} = \frac{2\sqrt{3}\, I_d}{\pi}} \rightarrow \text{در حالت خطی}$$

حداکثر ولتاژی که می‌تونیم از این اینورتر بگیریم که هارمونیک خراب نشود

تعریف I_{ref} تولیدی ـــ دایره‌ای است به شعاع I_{ref} مماس بر ۶ ضلعی . بهترین حالت برای V_{ref} حالتی است که از این دایره بیرون نزند

منبع جریان

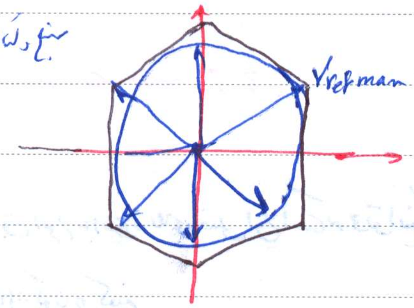


بهترین حالت

$$\begin{cases} I_{ref_{max}} = \frac{2I_d}{\sqrt{3}} \times \frac{\sqrt{3}}{2} = I_d \\ m_a = 1 \end{cases}$$

$0 < m_a < 1$

منبع ولتاژ



$$T_1 = \frac{\sqrt{3}\, V_{ref_{max}} T_Z}{V_{dc}} \times \sin\left(\frac{\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right)$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3}\, V_{ref_{max}} T_Z}{V_{dc}} \sin\left(\frac{\pi}{6}\right)$$

$$\xrightarrow{\qquad} T_1 = T_2 = \frac{T_Z}{2}$$

$$\Rightarrow \frac{\sqrt{3}\, V_{ref_{max}} \cdot T_Z}{V_{dc}} \cdot \frac{1}{2} = \frac{T_Z}{2} \rightarrow V_{ref_{max}} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$$

ia

$$I_{ref} \angle \theta \xrightarrow{P \to \alpha\beta} \xrightarrow{\alpha\beta \to abc} \longrightarrow V_m$$

[illegible]

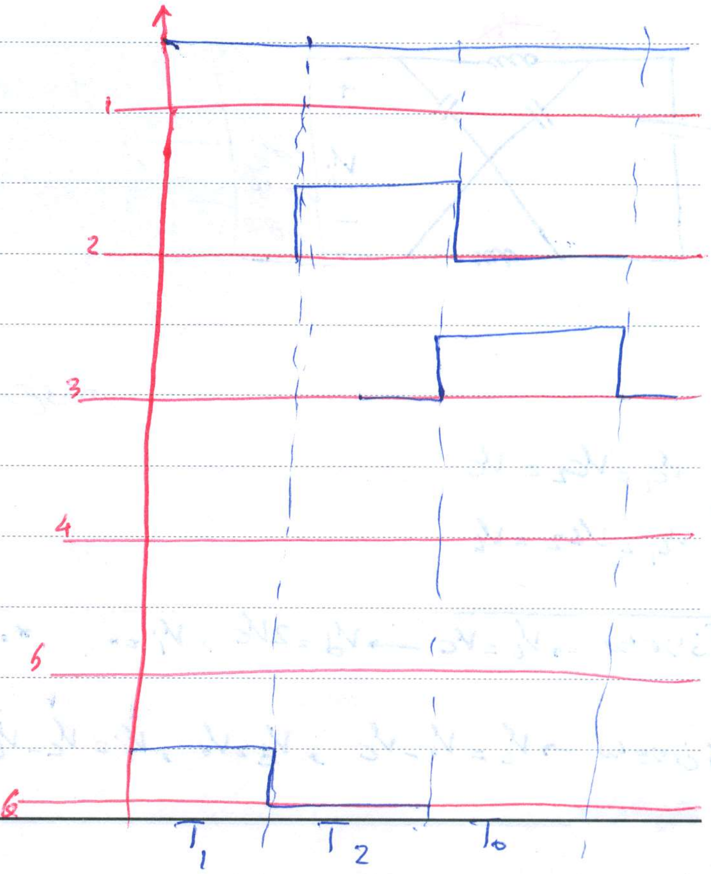
فرض می‌کنیم در سکتور یک هستیم و می‌خواهیم ببینیم کدام سوئیچ‌ها و چه مدت باید روشن شوند .

$$\begin{cases} (I_1, I_2, I_0) \\ \left(\frac{T_0}{4}, \frac{T_1}{2}, \frac{T_2}{2}, \frac{T_0}{2}, \frac{T_2}{2}, \frac{T_1}{2}, \frac{T_0}{2}\right) \end{cases}$$

از [۱۹] برای بدست آوردن صفر استفاده کرد

T_1 [61]

T_2 [12]

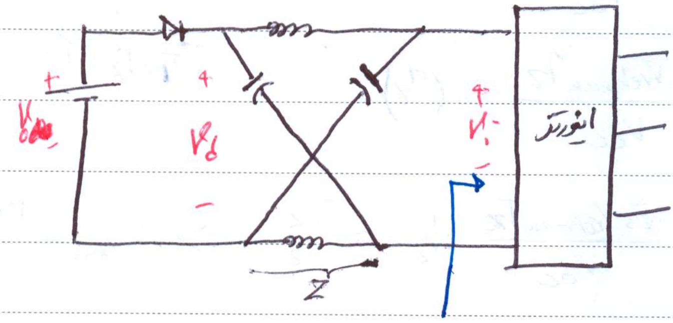


هر دو اینورتر منبع جریان و ولتاژ ایراد مشترکشان این بود که گین کمتر از یک داشتیم.

اینورتر منبع ولتاژ عیبش این بود که نمی‌توانستیم هر دو سوئیچ یک پایه را روشن کنیم و کلید ها ممکن بود به موقع خاموش و روشن نشوند و تولید EMI کنند

که باعث یک $\frac{dV}{dt}$ و $\frac{dI}{dt}$ می‌شود که باعث می‌شود پارازیت روی مدارات مجاور بیفتد.

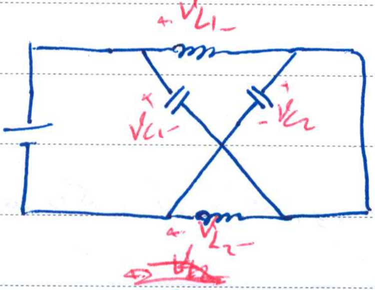
اینورتر Z-source :



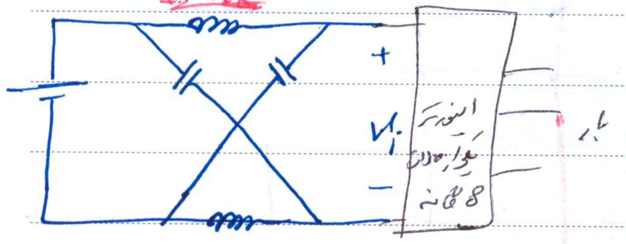
فرق این با اینورترهای قبلی این است که می‌توانیم یک پایه را اتصال کوتاه کنیم

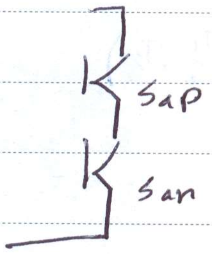
دو حالت داریم

هدف حساب $\frac{V_o}{V_{dc}}$ است.



پس از این که دو تا از اینا داشتیم به شکل جمع کردیم که این هم از انواع اینورتر داریم





در این روش سعی می‌کنیم سوئیچ‌ها را کمی با هم روشن نگه داریم که شوت ترو رخ می‌دهد.

در حالت پایدار

$V_{C_1} = V_{C_2} = V_C$

$V_{L_1} = V_{L_2} = V_L$

در بازه زمانی ST $\rightarrow V_L = V_C \rightarrow V_d = 2V_C \;,\; V_i = 0$ $\quad * \; 0 < t < T_0 \quad T_0$

در بازه زمانی 8 گانه $\rightarrow V_L = V_0 - V_C \;,\; V_d = V_0 \;,\; V_i = V_C - V_L = 2V_C - V_0 \quad T_0 < t < T_s \quad T_1$

چون پریود کامل داریم در حالت پایدار هستیم.

$$\langle V_L \rangle = 0 \Rightarrow \frac{T_0 V_C + T_1 (V_0 - V_C)}{T} = 0$$

$$\frac{V_C}{V_0} = \frac{T_1}{T_1 - T_0}$$

حداکثر ولتاژ خروجی Z یا ورودی اینورتر $V_i = V_C - V_L = 2V_0 - V_C = \frac{T}{T_1 - T_0} V_0 = B \cdot V_0$ ← از طرفی [illegible]

$$T = T_1 + T_0$$

$$B = \frac{T}{T_1 - T_0} = \frac{1}{1 - 2\frac{T_0}{T}} \geq 1$$

T_0 زمان شوت ترو است.

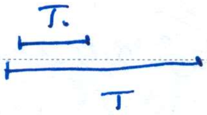
ولتاژ خروجی اینورتر $\hat{V}_{ac} = M \cdot \frac{V_i}{2}$ قبلاً از اینورتر سه فاز بدست آوردیم

$$\frac{V_{ac}}{V_0} = M \cdot B \longrightarrow V_{C_1} = V_{C_2} = \frac{1 - \frac{T_0}{T}}{1 - \frac{2T_0}{T}} V_0$$

اندیس مدولاسیون

$$G \text{ گین } = M \cdot B = \frac{M}{2M-1}$$

$B = (1 - M)$



$$M = \frac{G}{2G-1}$$

ولتاژ استرس روی سوئیچ‌ها $V_S = BV_0 = (2G-1)V_0$

هرچه گین را افزایش دهیم حداکثر ولتاژ روی سوئیچ‌ها افزایش می‌یابد.

در روش دوم: مقدار پیک سیگنال که از دندان اره‌ای بزرگتر است را شوت ترو می‌گیره

$$T_0(\theta) = T \times \frac{2 - (M\sin\theta - M\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}))}{2}$$

T_0 متغیر است تابع پریود تکرار آن $\frac{\pi}{3}$ است

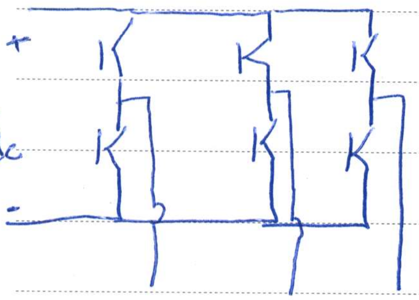
PAPCO

متوسط T_0 در یک سیکل بود $\frac{\langle T_0\rangle}{T} = \int_{\pi/6}^{\pi/2} T_0(\theta)\,d\theta = \frac{2\times(-3\sqrt{3})M}{2\pi} \rightarrow B = \frac{1}{1-\frac{2\langle T_0\rangle}{T}} = \frac{\pi}{3\sqrt{3}M-\pi}$

$$G = \frac{\pi M}{3\sqrt{3}M-\pi}$$

گین ها طبق نمودار بیشتر شده است. یعنی نتیجه استرس ~~[illegible]~~ که با سوئیچ های کمتر با این گین بیشتر رو توان گرفت.

اینورترهای چندسطحی
1- Diode clampe
2- capacitor flying
3- H-bridge

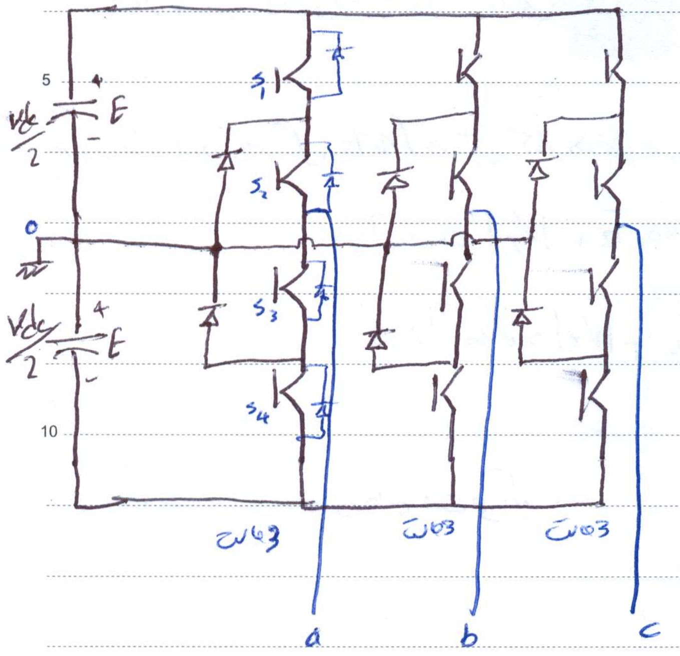


در اینورتر معمولی دو سطح داریم حداکثر رتینگ ولتاژ سوئیچ‌ها V_{dc} است

مثلاً کشتی جنگی هیبریدی توان مصرفش 25MW است اگر از اینورتر معمولی استفاده کنیم رتینگ سوئیچ ها باید بالا باشد چون جریان خیلی زیادی ازش می‌گذره. پس باید سوئیچ ها را موازی ببندیم که این هم مشکل ساز است چون سوئیچ ها دقیقاً مثل هم نیستند حتی اگر یک مدل باشند و اگر یکی زودتر از اون یکی روشن شود می‌سوزد. یک راه دیگر این است ولتاژ را ببریم بالا تا جریان کاهش یابد که این هم محدودیت دارد مثلاً برای معتبرترین حد بالا بردن ولتاژ 7 کیلوولت است و بیشتر از آن مشکل عایقی ایجاد می‌شود. و از طرفی رتینگ ولتاژ هر کدام از سوئیچ ها بالا می‌رود و باید سری کنیم.

هدف این است که با سطح های ولتاژ پایین یک بار ولتاژ بالا را تغذیه کنیم.

چگونه می توانیم یک موتوری که نیاز به کلید 7 کیلوولتی دارد را ران کنیم ؟ با اینورترهای چند سطحی



(NPC) Diode - clamp

nutral Point clamp

این سوئیچ ها سری نیستند

سوئیچ ها همگی دیود دارند که در شکل رسم نکردیم.

شرط کارکرد :

1_ سوئیچ های یک leg نباید همه با هم روشن باشند چون اتصال کوتاه می شود

2_ اینها باید مکمل شوند.

S_1	S_2	S_3	S_4	V_{ao}
on	on	off	off	$\frac{V_{dc}}{2}=+E$
off	on	on	off	0
off	off	on	on	$-\frac{V_{dc}}{2}=E$

به غیر از این سه شرط ها نمی شود شرط دیگر گذاشت

$2^4=16$ حالت برای هر leg داریم اما فقط سه حالت Valid است.

باید در هر شرط بالا صدق کند و برای جریان مثبت و منفی درست باشد.

برای سه leg ، $3^3=27$ حالت Valid داریم.

$27 \rightarrow \{V_{ao}, V_{bo}, V_{co}\} \rightarrow \{V_{an}, V_{bn}, V_{cn}\} \xrightarrow{\alpha\beta}$

- 12 حالت → 6 بردار کوچک → 6 → $\frac{1}{3}V_{dc}$ {0°, 60°, 120°, 180°, 240°, 300°}
- 3 بردار صفر → 3
- 6 حالت → 6 → $\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$ {[illegible]}
- 6 حالت → 6 → $\frac{2}{3}V_{dc}$ {[illegible]}

21 _ 2صفر → 19 بردار مختلف

$\xrightarrow{Polar} V\angle\theta$

هر یک از سوئیچ ها باید تحمل، rate $\frac{V_{dc}}{2}$ را داشته باشند.

PAPCO

$$\begin{cases} P \rightarrow \text{Positive} & 1 \\ O \rightarrow \text{Zero} & 0 \\ N \rightarrow \text{Negative} & -1 \end{cases}$$

سه دسته ورودی را با توجه به دنباله‌های خط درست می‌کنیم : در مراحل بالای فضای سه بردار Medium, Small, larg

پیاده‌سازی شود در دروس کنترل مثل FACTS هست کتاب هم بخوان .

e.g.

$$\begin{cases} |V_{ref}| \cos\theta \cdot T_Z = |V_1| \cos 0 \, T_1 + |V_{13}| \cos 0 \, T_2 + |V_7| \cos 30 \cdot T_3 \\ |V_{ref}| \cdot \sin\theta \cdot T_Z = |V_1| \sin 0 \, T_1 + |V_{13}| \sin 0 \, T_2 + |V_7| \sin 30 \cdot T_3 \\ T_1 + T_2 + T_3 = T_Z \end{cases}$$

سه معادله سه مجهول زمان‌ها به دست می‌آید .

بردارهای کوچک متوسط و بزرگ برای svm دولول کلی رسم شد. حالا قصد داریم Vref را تولید کنیم

$$\begin{cases} v_{an}(t) = \sin\omega t \\ v_{bn}(t) = \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ v_{cn}(t) = \sin(\omega t - 4\pi/3) \end{cases} \qquad \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} \xrightarrow{\times T} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \xrightarrow{R\to P} |V_{ref}|\,,\ \measuredangle\theta$$

$$\int_0^{T_Z} V_{ref}\,dt = \int_0^{T_1} \vec{V_1}\,dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \vec{V_2}\,dt + \int_{T_1+T_2}^{T_3} \vec{V_3}\,dt$$

$$\vec{V}_{ref}\cdot T_Z = \vec{V_1}T_1 + \vec{V_2}T_2 + \vec{V_3}T_3 \begin{cases} \to \text{Real} \\ \to \text{image} \end{cases}$$

$$\left.\begin{cases} R \\ I \\ T_1+T_2+T_3 = T_Z \end{cases}\right\} \to \begin{cases} T_1 = \\ T_2 = \\ T_3 = \end{cases}$$ (8.3-6) ← رابطه‌ها از روی PDF

$$0 < m_a = \sqrt{3}\,\frac{V_{ref}}{V_{dc}} < 1 \qquad V_{ref} = \frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc} = .57\,V_{dc}$$

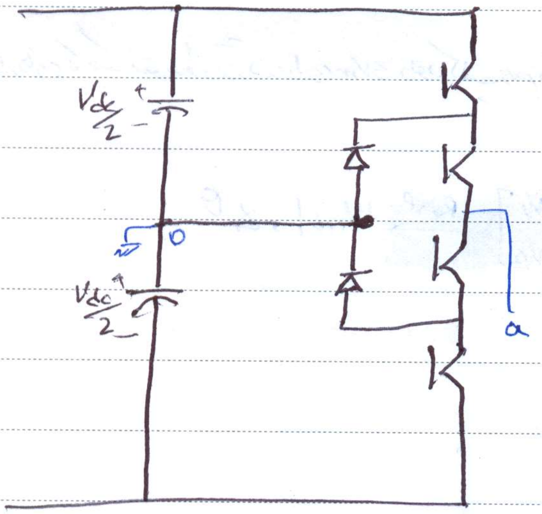
جدول (8.3-2) مقدارها را برای هر ریجن حساب کرده.

بعدش باید زمان‌ها را بغل هم بچینیم:

برای اینکه بفهمیم در کدام ریجن هستیم اول باید ببینیم در کدام شش ضلعی هستیم پس مبدأ را به اون شش ضلعی انتقال دهیم

شکل (8.3-3) فرض می کنیم در ریجن ① هستیم.

$$\left(\frac{T_b}{4}, \frac{T_a}{2}, \frac{T_c}{2}, \frac{T_b}{2}, \frac{T_c}{2}, \frac{T_a}{2}, \frac{T_b}{4}\right)$$



اگر تابع اتلاف را درست انتخاب نکرده باشیم Unbalance شارژینگ را خواهیم داشت. دنبال این هستیم که زمان های صفری مثل را ابتدای کنار هم بچینیم که چطور است.

و حالا هم تأثیر وکتورها را روی نوترال پوینت بررسی کنیم.

فرض ما از اول تا الان این بود که بار متعادل است که اگر متعادل باشد

از این به بعد حالت نامتوازن استفاده کرده

PPP ⟶ بی‌تاثیر   هر سه به بالا وصل شده (بردار صفر)

OOO ⟶ بی‌تاثیر   هر سه بردار صفر به نقطه O وصل شده

NNN ⟶ هر سه بردار صفر به پایین وصل شده‌اند بی‌تاثیر

Small Vector ها را به دو دسته N و P تایپ تقسیم کرده در P تایپ ها [illegible] خازن شارژ می‌شود. و در N تایپ ها دشارژ می‌شود.

برای Medium Vector نمی‌دانیم در کدام شارژ یا دشارژ می‌شود.

برای Large ها هیچ تاثیری ندارد

$$\begin{matrix} \vec{V_0} & \vec{V_1} & \vec{V_2} & \vec{V_0} & \vec{V_1} & \vec{V_2} & \vec{V_0} \\ \frac{T_b}{4}, & \frac{T_a}{2}, & \frac{T_c}{2}, & \frac{T_b}{2}, & \frac{T_c}{2}, & \frac{T_a}{2}, & \frac{T_b}{4} \end{matrix}$$

بی‌تاثیر P N بی‌تاثیر P N بی‌تاثیر

← دو تا small داریم.

برای مثال برای ریجن 3 چون یک small داریم به صورت زیر عمل می‌کنیم.

$$\left(\frac{T_1}{4}, \frac{T_{13}}{2}, \frac{T_7}{2}, \frac{T_1}{2}, \frac{T_7}{2}, \frac{T_{13}}{2}, \frac{T_1}{4}\right)$$

N بی‌تاثیر ? P ? بی‌تاثیر N

ریجن 4 هم به همین شکل است

اگر دو تا small داشته باشیم فقط یکی را استفاده می‌کنیم

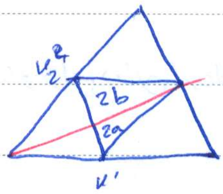
$$\left(\frac{T_b}{4}, \frac{T_a}{2}, \frac{T_c}{2}, \frac{T_b}{2}, \frac{T_c}{2}, \frac{T_a}{2}, \frac{T_b}{4}\right)$$

بی‌تاثیر P $\overset{N}{P}$ بی‌تاثیر $\overset{N}{P}$ N بی‌تاثیر

طبق شکل (8.3-7) اگر در ناحیه ① باشد بالا و اگر در ناحیه 2 باشد با V_2 انجام دهیم

---

z $\{\overset{N}{P}$ N z P $\{\overset{N}{P}$ z



ما برای V_1 ها کدی نداریم ولی برای V_2 ها یا انتخاب کردیم یا P سوی آمبالانسی داریم. و همین بردارهای

Medium چون صدا یک جهته نوترال پوینت لذا ارزش در رود.

$$\left(\frac{T_1}{4}, \frac{T_2}{2}, \frac{T_7}{2}, \frac{T_1}{2}, \frac{T_7}{2}, \frac{T_2}{2}, \frac{T_1}{4}\right) \longrightarrow \text{در 2a هستیم}$$

N P ? P ? P N

%25 %5 %25

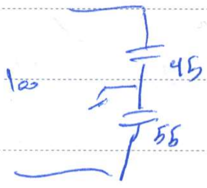
تا تا تا

%35 %3 %35

اگر کم بود

با توجه به سوئیچ زنی انتخاب میشود

مرزها را براساس اینکه در کدام ناحیه ها سوئیچ زده هستیم انتخاب می کنیم.



ما میا هم نوترال پوینت را با مصرف تعیین می کنیم اگر مثلاً به صورت زیر بود باید سعی کنیم یعنی زمان $\frac{T_1}{4}$ آنها را بیشتر از $\frac{T_1}{2}$ بکنیم

جلسه ۶

برای دیود کلمپ سه سطحی

اگر ما چند سطح داشته باشیم چطور میشود Extend کرد. (170 صفحه)

S_1	S_2	S_3	
1	1	1	3E
0	1	1	2E
0	0	1	E
0	0	0	0

برای فاز b هم به همین ترتیب می نویسیم.

فاز a   فاز b   فاز c

4 حالت × 4 × 4 = 64 حالت

$$\text{حالت } \textcircled{64} \longrightarrow \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \xrightarrow{abc \to \alpha\beta} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \xrightarrow{R-P} \begin{cases} |V_i| \\ \angle \alpha_i \end{cases}$$

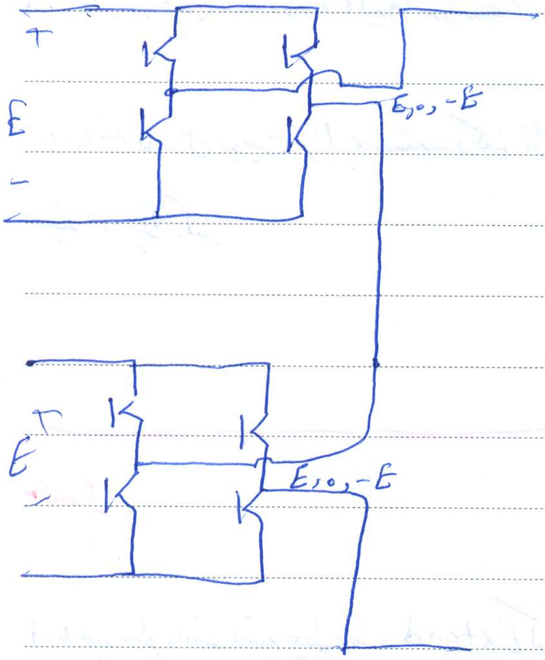
روش carrier base در صفحه 172 که به سمت سطوح بالا با این روش دنبالش بریم باید تا یک موج دندان اره ای و ... برای

سه سطح بالا هم حساب کنیم

ما می توانیم تعداد اینها را هم شیفت به بالا ببریم و ملاحظه کنیم

شکل صفحه 184 خازن شناور را نشان می دهد تفاوتش با قبلی اینه که لورها هم نات هستند

: H-bridge converter

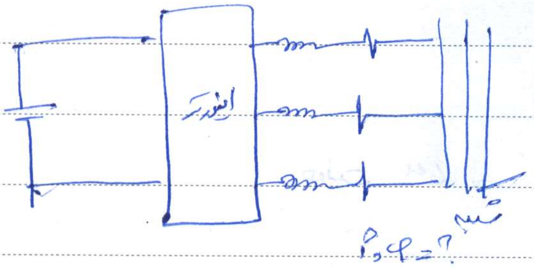


این قابلیت را داره که از استقلال دو تا طبقه یعنی یکی بگذارد

2E
E
0
-E
-2E

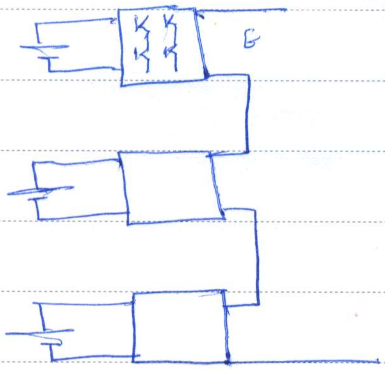
E تا یکی 2E

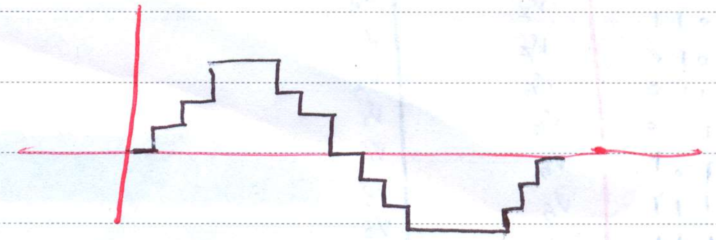
شبیه سازی اینورتر 7 سطحی { دیود کلمپ / کاپاسیتور فلاینگ } هر کدام از این دو می شود.



- تولید ولتاژ مرجع   با SVM
- محاسبه ولتاژ و جریان بار فرضی
- محاسبه T.H.D برای سطوح ولتاژهای مختلف

H-bridge 21 صفی : STAIR case Modulation





$V_1 = f_1(\theta_1, \theta_2, \theta_3) = V_{anret}$

$V_5 = f_2(\theta_1, \theta_2, \theta_3) = 0$

$V_7 = f_3(\theta_1, \theta_2, \theta_3) = 0$

$V_1 = \sqrt{V_{a_1}^2 + V_{b_1}^2}$ f ها همه سری فوریه هست

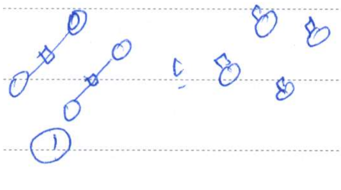
1- 5-Leg : شش فازه

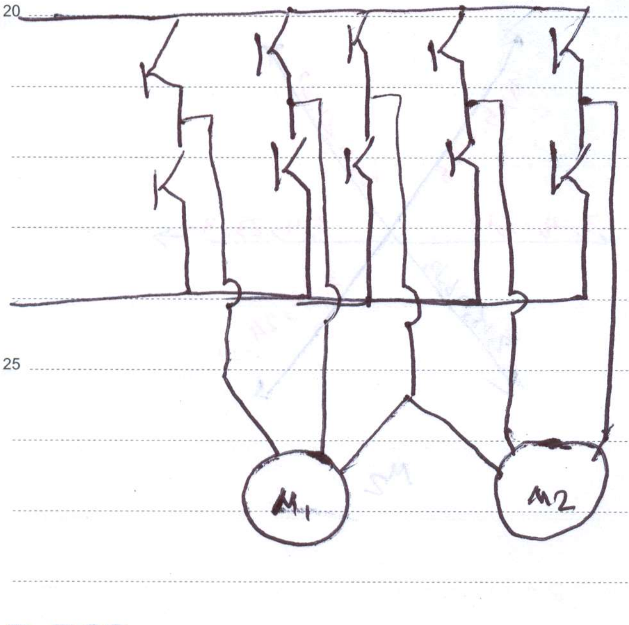
2- nine-switch : شش فازه

اینورترهای بیش از سه فاز :

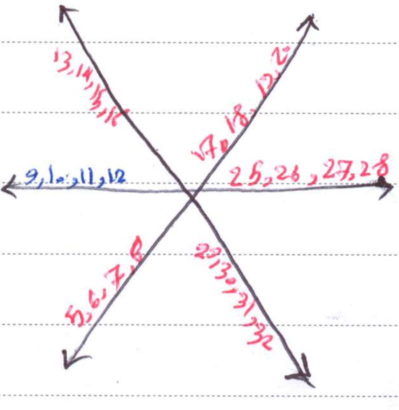
در سیستم های هیبریدی روی هر چرخ یک موتور است با درایو جدا (اگر) می‌شود یا بین چرخ جلو و عقب یک درایو است

یعنی در ① باید موتورها مستقل درایو شوند چون شکل هندسی خودرو پیچیده و سرعتش باید به سمتی کم شود

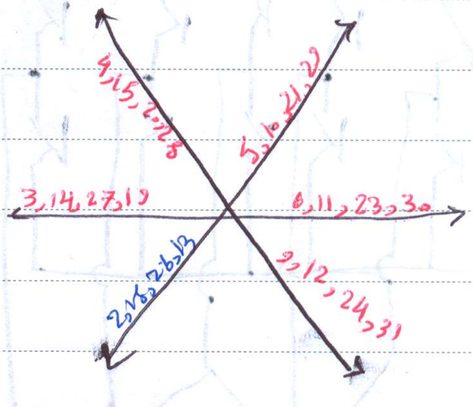




ردیف	M1 M2	M1	M2
1-	0 0 0 0 0	V_7	V_7
2-	0 0 0 0 1	V_7	V_5
3-	0 0 0 1 1	V_7	V_4
4-	0 0 0 1 0	V_7	V_3
5-	0 0 1 1 0	V_5	V_2
6-	0 0 1 0 0	V_5	V_1
7-	0 0 1 0 1	V_5	V_6
8-	0 0 1 1 1	V_5	V_8
9-	0 1 1 1 1	V_4	V_8
10-	0 1 1 1 0	V_4	V_2
11-	0 1 1 0 0	V_4	V_1
12.	0 1 1 0 1	V_4	V_6
13	0 1 0 0 1	V_3	V_5
14-	0 1 0 1 1	V_3	V_4
15-	0 1 0 1 0	V_3	V_3
			V_2
16-	0 1 0 0 0	V_3	V_7
17-	1 1 0 0 0	V_2	V_7
18-	1 1 0 0 1	V_2	V_5
19-	1 1 0 1 1	V_2	V_4
20-	1 1 0 1 0	V_2	V_3
21-	1 1 1 1 0	V_8	V_2
22-	1 1 1 1 1	V_8	V_8
23-	1 1 1 0 0	V_8	V_1
24-	1 1 1 0 1	V_8	V_6
25-	1 0 0 0 0	V_1	V_7
26-	1 0 0 0 1	V_1	V_5
27-	1 0 0 1 1	V_1	V_4
28-	1 0 0 1 0	V_1	V_3
29-	1 0 1 1 0	V_6	V_2
30-	1 0 1 0 0	V_6	V_1
31-	1 0 1 0 1	V_6	V_6
32-	1 0 1 1 1	V_6	V_8


13,14,15,16
17,18,19,20
9,10,11,12
25,26,27,28
5,6,7,8
29,30,31,32

M_1


4,15,20,28
5,10,21,29
3,14,27,19
6,11,23,30
2,18,26,13
9,12,24,31

M_2

۵مرحله .

M₁

$V_{an_1} = V_{m_1} \sin(\omega_1 t)$

$V_{bn_2} = V_{m_1} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3})$

$V_{cn_2} = V_{m_1} \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3})$

$\rightarrow \left\{ \begin{matrix} \alpha \\ \beta \end{matrix} \right. \rightarrow \left\{ \begin{matrix} V_{ref} \\ \angle\theta \end{matrix} \right.$

M₂

$V_{an_2} = V_{m_2} \sin(\omega_2 t)$

$V_{bn_2} = V_{m_2} \sin(\omega_2 t - \frac{2\pi}{3})$

$V_{cn_2} = V_{m_2} \sin(\omega_2 t - \frac{4\pi}{3})$

$\left\{ \begin{matrix} \alpha \\ \beta \end{matrix} \right. , \left\{ \begin{matrix} V_{ref} \\ \angle\theta \end{matrix} \right.$

دو روش عمومی است روش معمولی : اول برای M₁ و بعد M₂ را اعمال کرده می‌کنیم یا بالعکس .

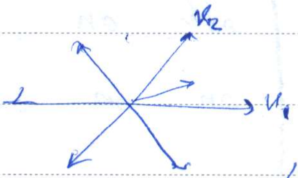
بردارهای را انتخاب می‌کنیم برای یکی الگو و برای دیگری نول باشد .

T_s

	$\frac{T_0}{4}$	$\frac{T_1}{2}$	$\frac{T_2}{2}$	$\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_2}{2}$	$\frac{T_1}{2}$	$\frac{T_0}{4}$
M₁ فعال	1	V_{25}	V_{17}	1	V_{17}	V_{25}	1
M₂ صفر	22			22			22

T_s

	$\frac{T_0}{4}$	$\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_2}{2}$	$\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_2}{2}$	$\frac{T_1}{2}$	$\frac{T_0}{4}$
فعال m₂	1	V_{23}	V_{21}	1	V_{21}	V_{23}	1
صفر m₁	22			22			22



شکل موازی مکمل برقرار کردیم در حالت های بالا ات را نوشته

جوری انتخاب می‌کنیم که برای M₁ فعال و برای M₂ صفر است . طبق شکل موازی مکمل باید دقت کنیم .

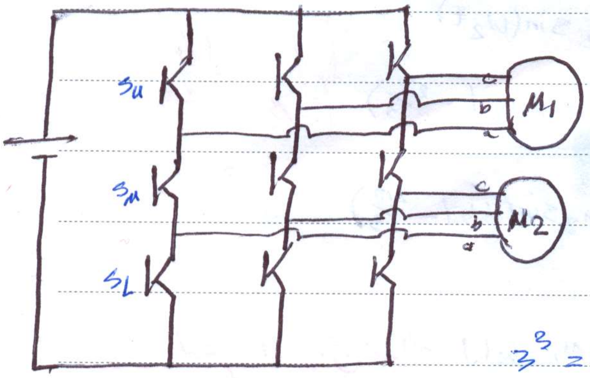
چهار روش عمومی :

T_s

$$\underbrace{\frac{T_0}{4}, \frac{T_1}{2}, \frac{T_2}{2}, \frac{T_0}{2}}_{M_1 \text{ فعال } M_2 \text{ صفر}}, \underbrace{\frac{T_2}{2}, \frac{T_1}{2}, \frac{T_0}{4}}_{M_1 \text{ صفر } M_2 \text{ فعال}}$$

- اینورتر و سوئیچ: ✓

- Leg 4:



باری تا بید open شود Leg ها هم نمی‌توانند اتصال کوتاه بشوند.

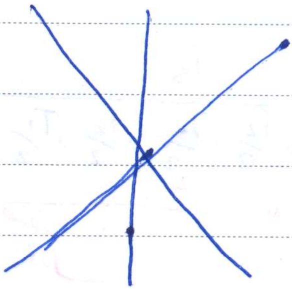
$3^3 = 27$ حالت

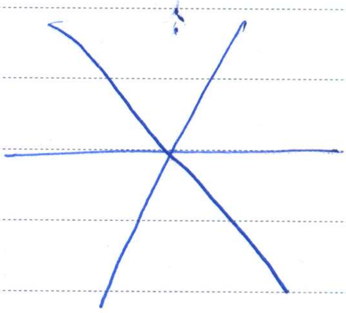
حالت‌ها

حالت	S_U	S_M	S_L
1	on	off	on
2	off	on	on
3	on	on	off

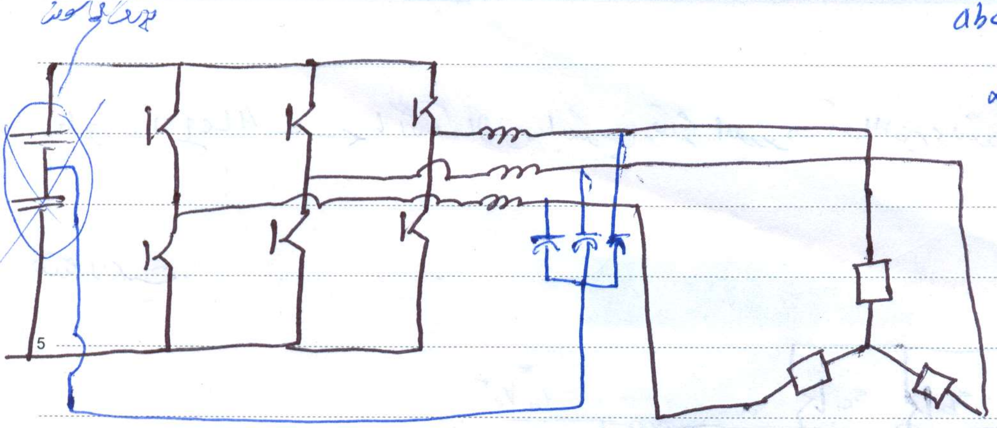
1	2	3	4	5	6	7
333	331	311	111	112	122	121
8	**9**	**10**	**11**	**12**	**13**	**14**
221	211	222	212	113	133	131
15	**16**	**17**	**18**	**19**	**20**	**21**
313	223	233	232	332	322	323
22	**23**	**24**	**25**	**26**	**27**	
123	321	213	132	312	231	

	M_1		M_2
1	111	V_7	
2			
3			
4			
5			
6			
7			
8			
9			
10			
11			
12			
13			
14			
15			
16			
17			
18			
19			
20			
21			
22			
23			
24			
25			
26			
27			



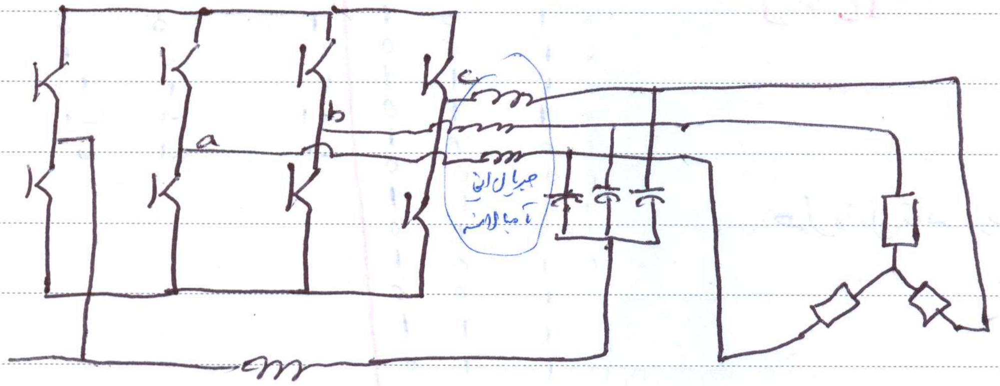


مدولاسیون های در حوزه abc
αβ " "
} : 4Leg



این شکل بار غیر متعادل دارد که باعث می‌شود نول ها صفر نباشد بجا خود هم خازن وولتاژ تا جریان اضافی را به نقطه صفر برسد

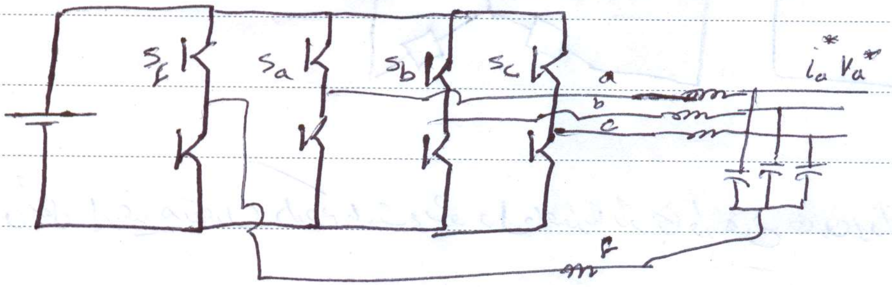
که خازن ها دارای ریپل بزرگی میشوند. این روش ۳ درجه آزادی دارد پس میان خازن ها لازم است یک راه دیگر داریم.



مشکل این است که $V_a+V_b+V_c \neq 0$ است و از روش‌های قبل نمیشه استفاده کرد.

10.1109/LPEL.2004.825553

طبق مقاله 4Leg ← با اگر آنبالانس باشد سیستم ولتاژ اینورتر هم آنبالانس می‌شود و نمی‌شود با SVM و غیره رفت چون متقارن است.



سوئیچ‌های پائینی نات بالائی‌ها هستند.

$$\begin{bmatrix} V_{af} \\ V_{bf} \\ V_{cf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \\ S_f \end{bmatrix} V_{dc}$$

	S_a	S_b	S_c	V_{af}/V_{dc}	V_{bf}/V_{dc}	V_{cf}/V_{dc}
0	0	0	1	0	0	0
0	0	0	0	0	0	+1
0	0	1	1	0	+1	0
0	0	1	0	0	1	1
0	1	0	1	1	0	0
0	1	0	0	1	0	1
0	1	1	1	1	1	1
0	1	1	0	-1	-1	-1
1	0	0	1	-1	-1	0
1	0	0	0			
1	0	1	1			
1	0	1	0			
1	1	0	1			
1	1	0	0			
1	1	1	1			
1	1	1	0			

جدول داخل مقاله درسته این غلطه

دارد
بالانس V_{abc}
آنبالانس I_{abc}
دارد

$$\left.\begin{matrix} V_{abc} \\ I_{abc} \end{matrix}\right\} \longrightarrow \begin{matrix} V_{af}^* \\ V_{bf}^* \\ V_{cf}^* \end{matrix} \longrightarrow \text{نرمالیزه} \rightarrow \left\{\begin{matrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \\ c_4 \\ c_5 \\ c_6 \end{matrix}\right. \longrightarrow c_i = \text{sign}\left[\text{int}(x_2+1)\right] \longrightarrow RP = 1 + \sum_{i=1}^{6} c_i \cancel{2}^{(i-1)}$$

بعد باید به abc برگردیم تا بردارهای کناری شکل SVM درست کنند.