ادوات FACTS :

جلسه اول:

Flexible Ac Power systems

1. basic definitions (تعاریف پایه) and classification of controllers طبقه بندی

توصیف   کنترلر
a. General description on Various controllers

b. converters and energy storages

c. Multilevel high Power devieces.

d. Multilevel SVm modulation for high Power devices.

تشریح
e. Description on basic controllers

2. Modeling grid - connected devices (STATCOM, UPFC)

a. Harmonic analysis and freqency response

b. General dq - modeling of STATCOM

c. steady state behavior of dq - model

3. Controlling grid - connected devices

IRNPOWER

Year Month Date Subject

a. linearization of dq-model (Power system)

b. stability of controllers

c. Controller design

d. Voltage regulation design

4. Designing grid-connected devices

a. Commutation inductance design

b. Ac-filter design

c. Dc-link design

5- Instantaneous modeling of grid-connected devices

a. Average modeling background

b. Average model of grid connected devices

IRNPOWER

References:

- Flexible Ac Transmission systems , IET
- Understanding FACTs : concepts and Technology of FACTs , IEEE

} → (section 1.a, 1.b above)

- selected Periodical Papers

فصل اول:

Definition: (IEEE)

Flexibility of power Electric Transmission:

The ability to accomodate (ایجاد کردن) changes in the electric transmission system or operating (عملیاتی) condition while maintaining (نگهداری) sufficient (کافی) steady and transiant margin (محدوده - مرز)

قابلیتی که تغییرات ایجاد می کند در یک سیستم انتقال یا اینکه شرایط کاری را عوض کرد در حالی که ...

2_FACTs (Flexible Ac Transmission systems)

Ac transmission system incorporating (با کمک) Power electronics based and other static controllers to enhance (افزایش) (1) controllability and (2) increase Power transfer capability

سیستم انتقال AC با کمک ادوات الکترونیک و کنترلرهای استاتیکی برای بالا بردن قابلیت کنترل و افزایش توان (قابلیت) انتقال

سیستم انتقال به همراه کنترل پاورالکترونیک یا هر کنترلر استاتیک غیرگردان دو هدف دارد ۱. کنترل پذیری را افزایش دهیم 2. قابلیت انتقال توان را افزایش دهیم.

3. FACTS controllers:

A Power electronics based system or other static equipment to provide control of one or more AC Transmission Parameters

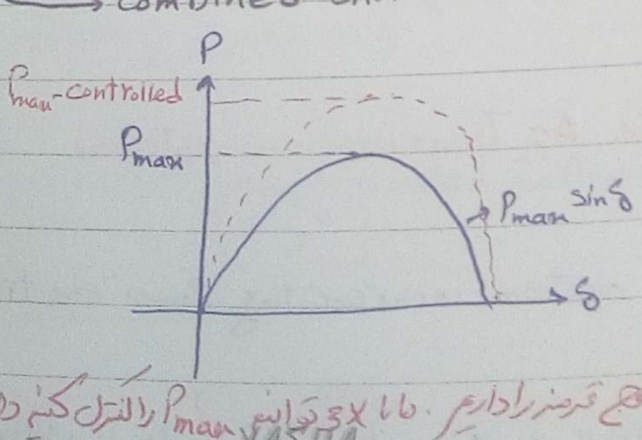
کنترلری که قادر به اهداف ① و ② را بیان کند یا در حوزه الکترونیک قدرت باشد یا بخش های دیگر که هر دوشون [illegible]

کنترل می کند یکی از پارامترهای سیستم انتقال را

بیشتر کارهایی که در سیستم قدرت انجام می شود در بخش توزیع است بخاطر همین به جای Transmission از Power استفاده می کنیم. مباحث بیشتر راجع به توزیع است تا انتقال

FACTS controller → shunt controller
→ series controller
→ combined shunt and series controller

$$P = \frac{V_1 V_2}{X} \sin\delta$$



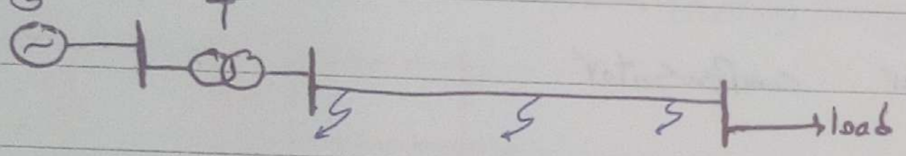
با کوچک کردن X شکل منحنی قرمز را داریم. یا با X می توانیم P_{max} را کنترل کنیم داخل بخش انتقال هر چه X بزرگتری داشته باشد توان انتقالی کمتر است.

① ✓: هم بخش Ac دارد هم بخش Dc - با IGBT کنترل می‌شوند و در توان پایین مناسب فرکانس بالاست

② SO: فقط در بخش Ac کار می‌کند - سوئیچ های تریستوری دارند - کنترل پذیری بالایی ندارند.

② Ac-side controllers:

TCBR:



فرض کنید خطایی رخ می‌دهد هرچه خطا به ژنراتور نزدیک‌تر باشد میزان کاهش بار بیشتر است.

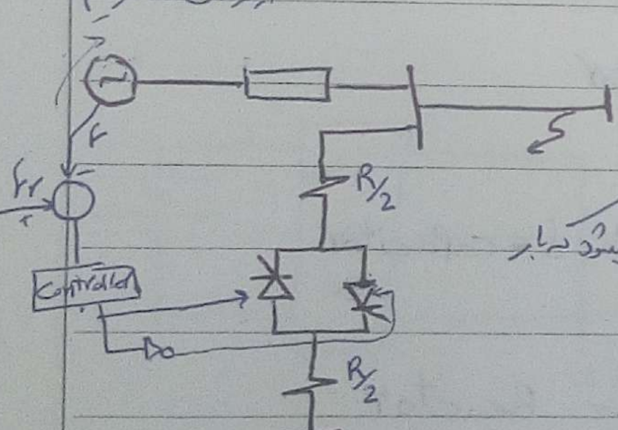
$$\frac{2H}{\omega_s}\frac{d^2\delta}{dt^2} = P_m - P_e$$

P_m ← ثابت

P_e → هرچه خطا نزدیک‌تر باشد افت بیشتری دارد

اگر خطایی رخ دهد تا زمانی که رله ها وارد عمل شوند دیر می‌شود و ژنراتور از حالت تعادل خودش ممکن خارج شود بنابراین میان تین

ما یه باری قرار می‌دهیم در برابر ژنراتور که اگر خطا رخ داد مشکلی نباشد.



پس بنابراین این بار مجازی ای نه هست فقط در مواقع خطا وارد می‌شود و باعث می‌شود که بار

الکتریکی کمتر افت کند و اتفاقاً شتاب ژنراتور کمتر می‌شود و سرعتش کمتر می‌شود.

این کنترلر توسط کنترلی که روی تریستور ها انجام می‌دهیم باعث کاهش سرعت ژنراتور در مواقع خطا می‌شود.

R را نصف کردن چون اگر خطایی روی device رخ داد به عنوان یه امپدانس در برابر خط باشیم مثل

IRNPOWER

Year. Month Date

Subject. ۶/

کنترلر که میگه شامل تجهیزو کنترلر با هم است.

1. shunt controllers:

✓-BESS: Battery energy storage system

✓-SSC: static synchronous Compensator

- SSG: " " Generator

- SVC: " Var compensator

- SVG: " " Generator/Absorber

✓-SMES: super conducting magnet energy storage

- TCBR: Thyristor-controlled breaking resistor

- TCR: " " Reactor

- TSC: " " switched capacitor

- TSR: " " Reactor

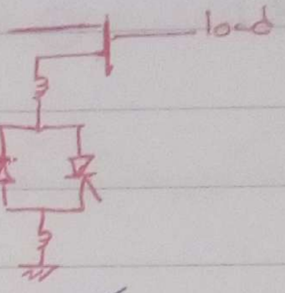
- SVS: static var system

- VCS: Var compensating system

IRNPOWER

shunt controller:

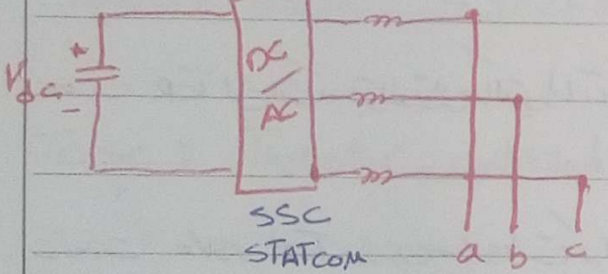
1. Thyristor controlled
- → TCBR
- → TCR
- → SVC
- → SVG
- ⋮



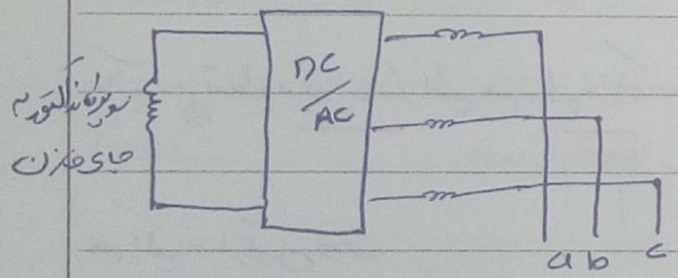
تریستور خازن رو نه برای کنترل امپدانس هستن حالا خواد مقاومت باشه یا اندوکتانس

2- Converter-controlled
- → SSC (STATCOM) (static synchronous compensator)
- → SMES (super conducting Magnetic Energy Storage)
- → BESS (Battery Energy Storage system)

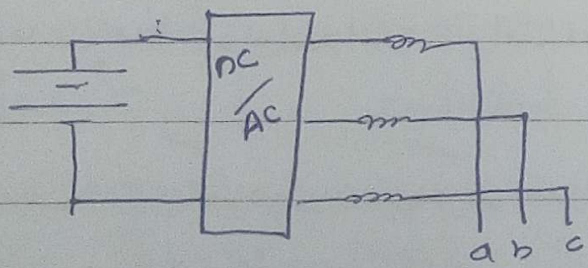
کنترل این دسته توسط مبدل انجام میشود



→ SSC



→ SMES



→ BESS

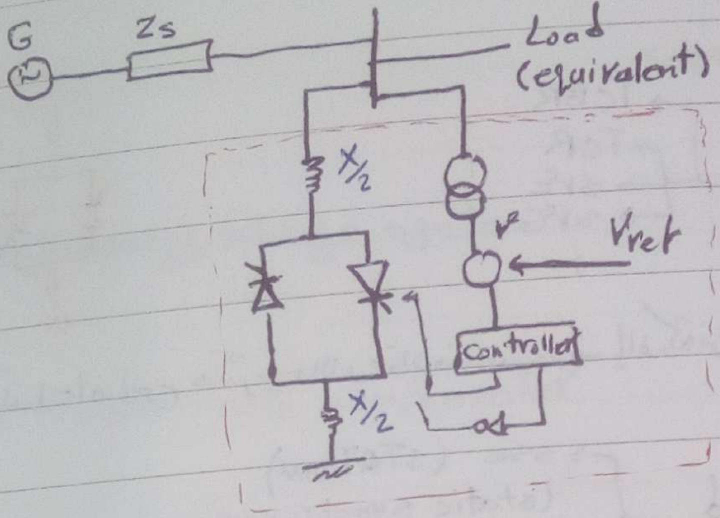
خاصیت مهمی که باید فازی صرفاً برای کارهای جبران سازی راکتیو و کنترل ولتاژ بکار می رود (SSC) فقط برای توان راکتیو

SMES / BESS ← هم می توانند راکتیو باشند هم می توانند UPS باشند

YASHA

IRNPOWER

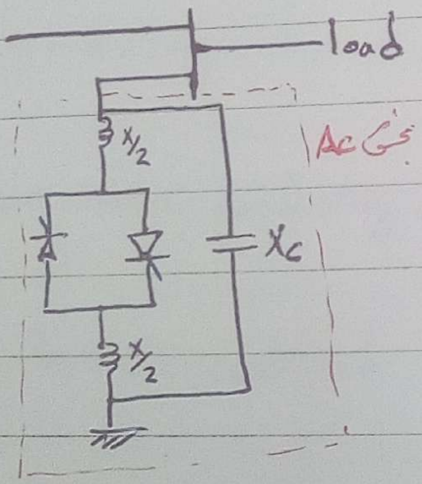
TCR:



بخش AC است

به کل این مجموعه TCR می گویند. مثل رئوستایی است که می توانیم مقاومتش را کنترل کنیم اینجا هم راکتانس را می توانیم کنترل کنیم

هدف TCR این است که بتواند توان راکتیو را با تغییر X تغییر دهد



تفاوت SVC و TCR در خازن موازی است که باعث می شود کمک کند

بتوانیم هم تنظیم سلفی داشته باشیم هم تنظیم خازنی که هم می تونه جذب راکتیو کند

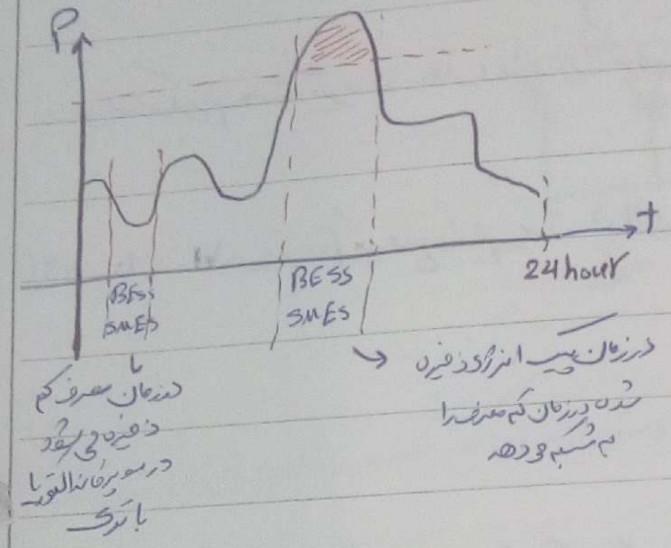
هم راکتیو به بار تحویل دهد.

خازن اصطلاحاً تولید کننده انرژی راکتیو است اما خازن توان راکتیو تولید نکرده بلکه مصرف کننده آن نیز و با شارژ شدن که

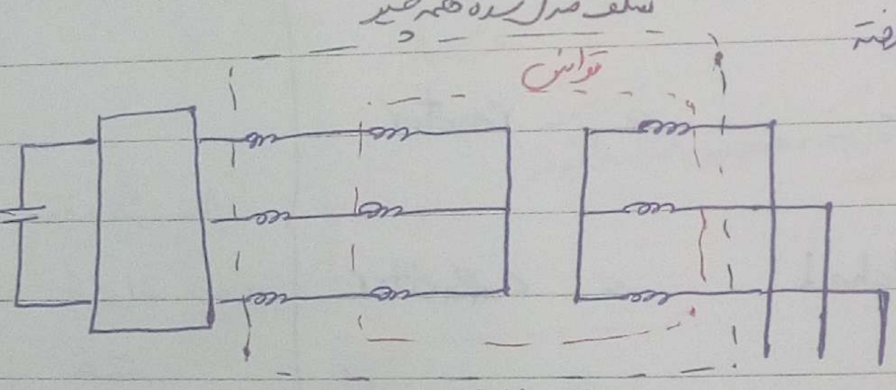
سلف انرژی راکتیو در خود ذخیره می کند خازن انرژی ذخیره شده خود را تحویل شبکه می دهد بالعکس

IRNPOWER

درجاهایی که شبکه مصرفش پایینه می‌تونه باتری را شارژ کند و در هنگام پرمصرف بودن می‌تواند شارژی که سوپرخازن القایی یا باتری داشته را انرژی به شبکه بدهد



معمولاً ولتاژ مبدل‌ها ولتاژ پایینی است که مجبوریم برای اتصال آن به شبکه باید ترانس هم قرار دهیم دادن سلف به مبدل هست که اثرات ترانسفورمر را هم در نظر گرفته



Ac_filter

- ابتدا خود این سلف تبدیل می‌شه به یک فیلتر Ac یعنی جوری سلف را طراحی می‌کنیم که بتواند فرکانس 50Hz را تحویل دهد

روش اول ناپیوستگی فعال هارمونیک‌های پایین است مثلاً 3، 5 و 7 این هارمونیک‌ها با توجه به اینکه مرتبه پایین هستند نیاز (SSC)

کردنشان بسیار سخت و هزینه‌بر است و حجم بالایی دارد

- در روش دوم هارمونیک‌های مرتبه بالا داریم که حسن آن این است که به راحتی می‌توان هارمونیک‌های مرتبه بالا را فیلتر کرد. (BESS, SMES)

IRNPOWER

شبکه قدرت ذاتاً شبکه سلفی است خط انتقال سلفی است ترانس ها با سلف مدل می‌شوند و بارها اکثراً سلفی است در حالت اول اتفاق

به سلفی اضافه کردیم حالا دیگر سلف ها و باعث می‌شه که حتی شبکه الانی روش مثل یک بار سلفی برخورد کنند به خاطر همین احتمال ناپایداری

بالایی دارد. اما در روش دوم که منبع داریم در جهت پایداری پیش میاد چون سلف نیست که شبکه به خوبی با آن رفتار کند

2 Series controller:

SSSC: static synchronous series compensator → (DC/AC)

TCSC: Thyristor - controlled series capacitor

TCSR: " " " reactor

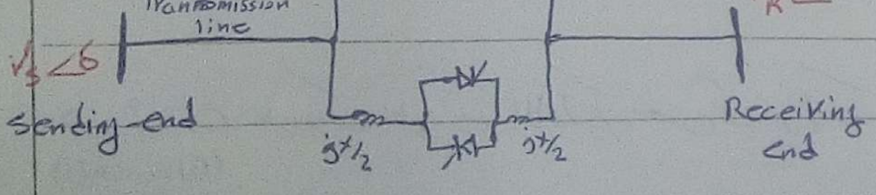
TSSC: " switched " capacitor

TSSR: " " " reactor

(TCSC*): " controlled " capacitor

(TCSC تا TCSC*: فقط در بخش AC کاملاً تریستوری هستند)

2.1 - Thyristor controlled (TCSC) شکل:



$$P = \frac{V_S V_R}{X} \sin\delta$$

همان فرم SVC است اما SVC موازی است ولی این سری است اما به لحاظ کنترل متفاوت هستند اما به لحاظ توپولوژی یکی اند

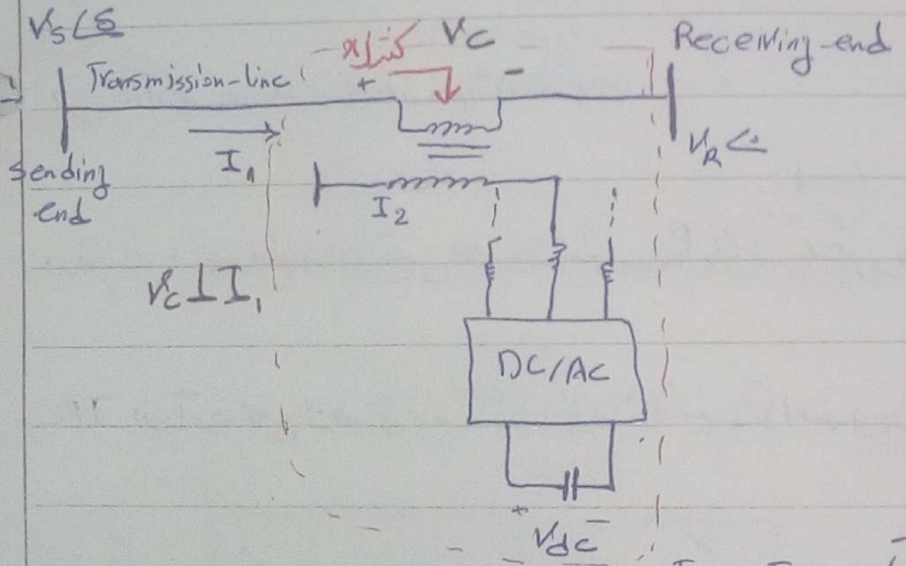
YASHA

اگر خط ما x داشته باشد می‌تواند بصورت خازنی x خط را کنترل کنیم و اگر x را کنترل کنیم اتفاقاً توان را کنترل کنیم.

اما در SVC جذب توان راکتیو از شبکه است.

پس کاربرد TCSC کاهش توان اکتیو یا ... است.

2.2. converter-controlled (SSSC یا S^3C)



این هم با کنترل x می‌تواند مثل قبلی کار کند

کاربردش با TCSC تقریباً یکی است.

جریان I جریان سمت شبکه است را از ترانس عبور می‌کند ، $I_1 \times n = I_2$

با توجه به نسبت تبدیل ترانس تقسیم می‌شود و کنترلی روی I_2 نداریم یکی از مشکلات کنترل کننده سری اینه که جریان سری شبکه عبور می‌کند

به جبران‌ساز تحمیل می‌کنه. اما در موازی ولتاژ فیکس است و ما می‌توانیم جریان را کنترل کنیم. اما در سری جریان تقریباً فیکس است

و کاری که می‌کنیم اینه که ولتاژ را کنترل کنیم. پس باید مبدل ولتاژی را درست کنه که بر جریان I_1 عمود باشد که مشابه سلف می‌شود یا خازن

با توجه به lag یا lead بودن. پس اگر V_C عمود بر I_1 بود اتفاقاً مثل TCSC خازن یا سلف داریم. (به شرطی که عمود باشند)

در SSSC سوئیچ IGBT به کار رفته می‌شود.

IRNPOWER

3- Combined Series and shunt controllers:

UPFC : Unified Power Flow controller (DC/AC)

IPC : InterPhase Power controller

TCPST : Thyristor-controlled Phase-shift Transformer

} Thyristor-controlled
فقط سمت Ac دارند
سوئیچ‌ها در سمت Ac است.

این ۳ کنترلر هم شاخه سری دارند هم شاخه موازی

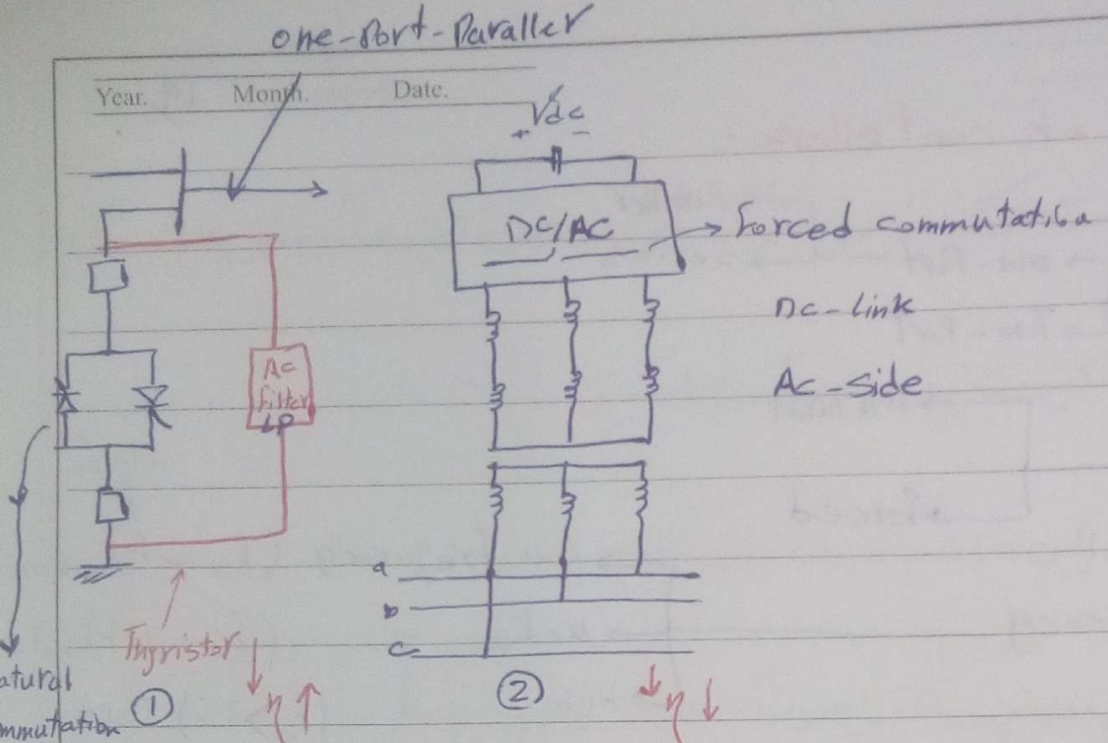
(سری)
در شیفت فاز می‌توانیم به جای تغییر x می‌توانیم Pmax را ثابت بگیریم و δ را تغییر دهیم. (ترکیبی) (TCPST)

- IPC یعنی اگر بخواهیم از قسمتی به قسمت دیگر برق بفرستیم مثلاً اصفهان به قم IPC هدفش این است که میزانی که ما می‌خواهیم منتقل شود مثلاً ۱۰۰ مگاوات در اول که کشور تغییرات باشد این توانی که ما می‌خواهیم را به همان محدود کند یعنی توانی که ما مشخص می‌کنیم را فقط به اندازه همان منتقل می‌کند و بیشتر یا کمتر نمی‌کند.

- UPFC ترکیبی است از STATCOM + SSST ساختار آن به این صورت است اما یکسری قابلیت‌های اضافه را به دست می‌آورد.

- کل این فیلترهای (کنترلرهای) که اسم برده شد در دو حالت است {تریستوری فقط Ac، مبدل DC:Ac}

Year. Month. Date. Subject 13/



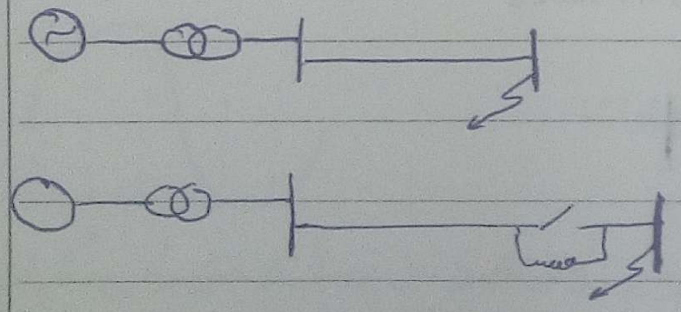
مزیت ① پایداره و به عنوان یک بار برای بیشتر قدرت شناخته می‌شود اما عیب آن این است که فیلتری که برای هارمونیک های

مرتبه پایین در آن‌ها باید استفاده کرد حجیم و گران قیمت است.

فصل اول ص 22 تا را و شود در این دو مورد گنجاند.

Fault limited:

یعنی اگر خطایی پیش بیاد جریانی که می‌شود محدودش کرد.



وقتی کلید وصل است جریان عبور می‌کند و وقتی کلید باز است

جریان از سلف عبور می‌کند و جریان سلف نمی‌تواند در یک لحظه تغییر

کند پس زمانی نیاز است که جریان سلف از صفر بیشتر شود تا تایرستورها روشن شوند.

IRNPOWER

Classification of controllers:

1. connection
   - one-Port
     - Paraller
     - series
   - Two-Port

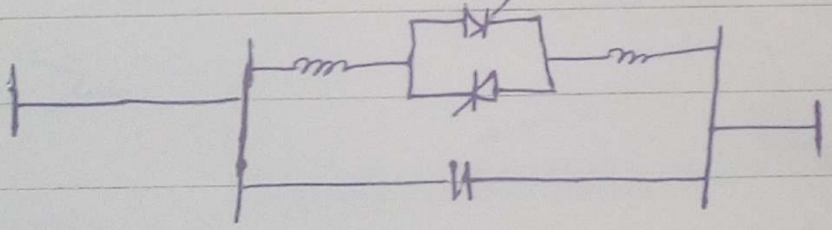
2. Commutation
   - natural
   - forced

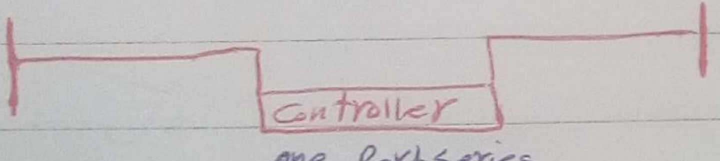
3. switching frequency
   - Low frequency ($f_s \sim f$) → Thyristor (فرکانس شبکه ↑ f)
   - Medium " ($f_s \sim 10f$) → GTO
   - High " ($f_s > 10f$) IGBT

4. Energy storage

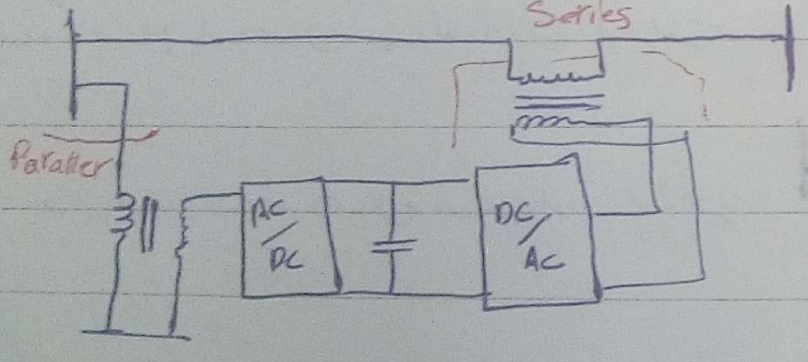
5. DC-Link

1- connection





one-Port series

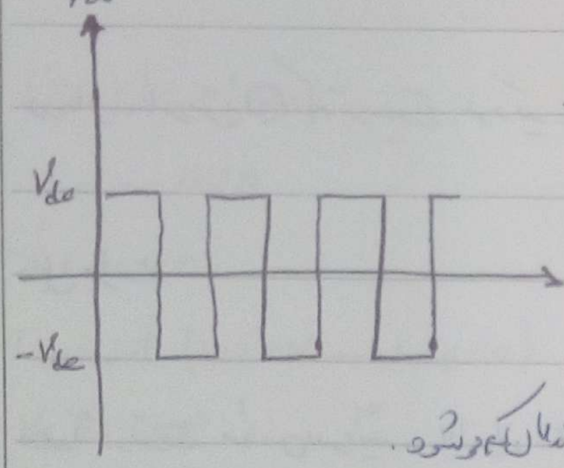


ما اگر بخواهیم کنترل داشته باشیم باید از کموتاسیون اجباری استفاده کنیم.

IRNPOWER

در حالتی که کموتاسیون طبیعی استفاده می کنیم فرکانس سوئیچینگ پایین است چون تریستور در سیکل منفی هدایت نمی کند

اگر از GTO و IGBT استفاده کنیم می توانیم فرکانس سوئیچینگ را زیاد کنیم.



ما می توانیم با تغییر فرکانس عرض پالس ها را مناسب کنیم و تعداد دفعات را تغییر دهیم.

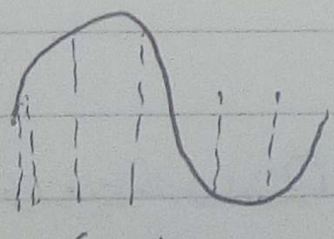
اگر ما فرکانس سوئیچینگ را بالا ببریم با هر سوئیچ زنی تلفاتی ایجاد می شود که در صورت

افزایش فرکانس این تلفات ضرب در فرکانس می شود و عدد بزرگی می شود و راندمان کم می شود.

اما در کموتاسیون طبیعی ما در هر سیکل فقط یکبار کلید زنی داریم در نتیجه تلفات پایینی داریم و راندمان بالایی داریم

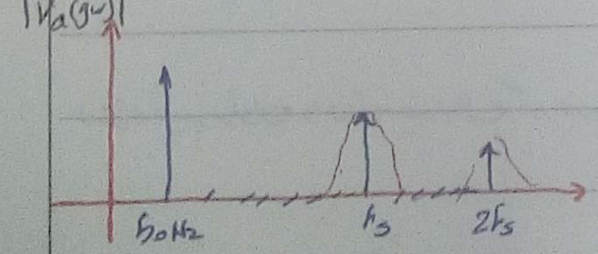
وقتی تعداد دفعات سوئیچ زنی رو کنترل کنیم باعث کاهش THD می شود. چون ما با پالس ها می توانیم طوری تنظیم کنیم که شکل

فرض کنید یک موج سینوسی داریم در اول موج عرض پالس را کوچک کنیم وقتی به پیک می رسد زمان ها بزرگ شوند.



آن وقت اگر سری فوریه بگیریم می بینیم فرکانس اصلی در یک فرکانس خوبی است.

در فرکانس سوئیچینگ بالا اگر کنترل عرض پالس داشته باشیم می بینیم فرکانس 50Hz قابل توجه است و بقیه فرکانس ها کم است.



با فرکانس سوئیچینگ

پس با کنترل عرض پالس هارمونیک های مرتبه پایین را می توانیم حذف کنیم.

هرچه فرکانس سوئیچینگ بالا رود ابعاد ما پایین

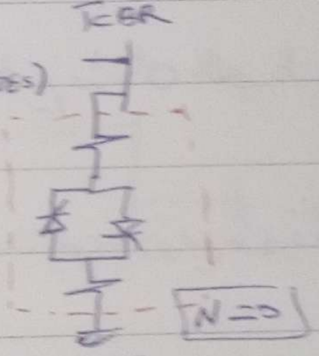
= THD را پایین میاوریم. یعنی با این کار نیازی به فیلترهای مرتبه بالا نداریم

در مقایسه با روش ① که ترسیوری بود یک فیلتر تنظیمی برای فرکانس های 5f و 2f و ... داشتیم اما اینجا با یک فیلتر ساده

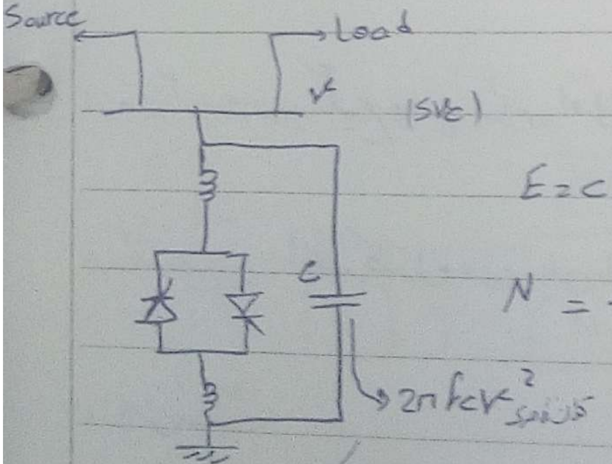
کافی است

معمولاً در صنعت فرکانس سوئیچینگ بالاتر از 2KHZ نیست چون راندمان ما بسیار پایین میاد

4. Energy storage: → Zero Energy storage (ZES)



خاصیت (ZES) این است که با ذخیره سازی مشکلی به شکل دارد و در صورت نبود شبکه خازن را از دست میدهد



اگر ظرفیت خازنی را در نظر بگیریم و بتوانیم کمیت انرژی ذخیره شده در خازن $E = CV^2$

$$N = \frac{E}{S} \times f$$

انرژی تقسیم بر توان و ضرب در یک سیکل که فرکانس f بعنوان واحد شود.

$$N = \frac{CV^2}{2\pi f C V^2} \times f$$

N: تعداد سیکل هایی هست که انرژی ذخیره شده در خازن ذخیره شده انرژی

$$f = \frac{1}{2\pi} \cong 0.16 \text{ cycle}$$

ما اگر ظرفیت خازنی را هم زیاد کنیم دفعه حذف نمیشود چون هر فرکانسی باشد سیکل تغییر نمیکند.

IRNPOWER

اونی که (ZES) هستند یا N شان صفرات مثل PCBR و یا خیلی زود تخلیه و شوند مثل SVC را می‌توان جز

SMES = inductor
or
→ capacitor Energy storage (CES)

(ZES) قرار داد.

Example: (CES)

فرض کنید در شبکه یک حالت گذرایی ایجاد می‌شود که باعث می‌شود

$S = 100\,MVA$

$f = 60\,Hz$

Transiant (125 MW → 10 cycle)

این انرژی در خازن ذخیره شده $E = 125 \times \frac{10}{60} = 20,8\,MJ$

$V_{dc} = 6\,kV$

$V_{dc_f} = 6\,kV$

$\frac{1}{2} C V_{dc}^2 = E_c = \frac{1}{2} \times 6^2 \times C = 18C$

در پایان همه‌ی توانش را می‌خواهیم بدهد ... چون توسط خازن تامین می‌شود $E_c = E \longrightarrow 18C = 20,8 \longrightarrow C = 1,16\,f$

یعنی ما اگر یک خازن با ظرفیت $1,16f$ (در سمت dc) داشته باشیم می‌تواند این حالت گذرا را سرویس دهد.

$\frac{1}{2} C V_{dc}^2 = \frac{1}{2} C (V_{dc}^2 - 0^2) \xrightarrow{V_{dc_f} = ?} E_c = \frac{1}{2} C (6^2 - 5^2) = 5,5\,C = 20$

$C = 3,78\,f$

ظرفیت خازنی را می‌توانیم در سمت dc حساب کنیم و که در سمت Ac نمی‌توانیم حساب کنیم اما اگر امکان داشتیم در سمت dc

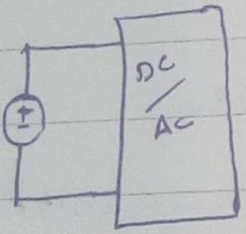
بانک خازنی بزاریم می‌توانیم حساب کنیم.

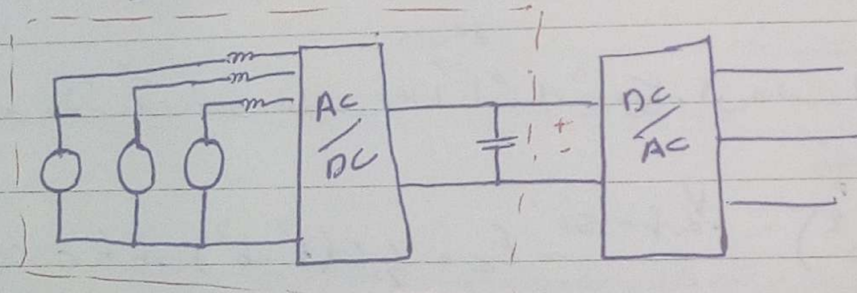
Year. Month. Date. سوارکی Subject. 18

توضیحات جلسه پیش

- Connection
  - 1
    - → P : 1P
    - سری → S : 1S
  - 2
- commutation
  - NC
  - FC
- switching frequency
  - LF
  - MF
  - HF
- Energy storage Element
  - ZES (زیرو) → AC
  - CES → در 1، 2، 3 سیکل انرژی را از دست می‌دهد
  - BES، SES → چون باتری داره در عرض یک انرژی دیگه در یک میده تا یک ساعت در مدارش 6.Hz حدود 20 هزار سیکل کار می‌کند
  - EES → DC
- DC-Link

یکی از مزایای لینک DC این بوده که خازن لینک DC باعث میشه انعطاف پذیری بیشتر شود.





در ZES تعداد سیکل ها خیلی کم است در CES حدود 10 سیکل است در BES تقریباً 20 هزار سیکل ادامه

EES تعداد سیکل ها به سمت بی‌نهایت می‌رود هرچه از بالا به پایین بیاییم اگر هزینه به ما اجازه دهد انعطاف پذیری بیشتر می‌شود

- ZES → AC-side
- CES
- BES, SES
- EES

CES, BES/SES, EES → AC, DC

Flexibility ↑, controllability ↑

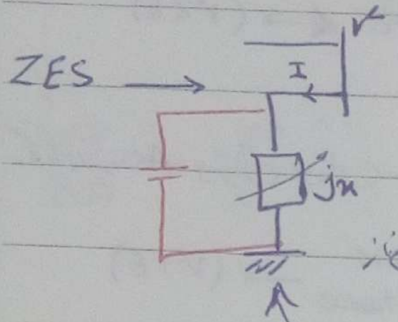
cost ↑

محدودیت CES برای این مسائل چون ظرفیت خازن حدود 1 تا 2 فاراد و شود خیلی بزرگ است محبوب نیست

IRNPOWER

وجود انرژی استوریج در بخش DC باعث می‌شود انعطاف‌پذیری زیادی شود اما در ZES چون در بخش Ac است

این است که هر کاری کنیم در هر سیکل تخلیه می‌شود.

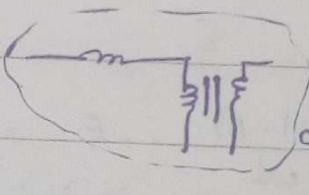


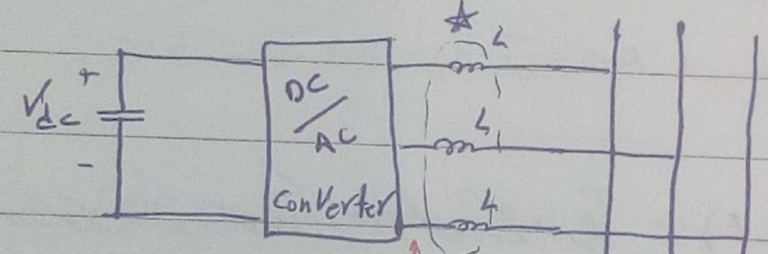
$V \perp I$

در این حالت باید V بر I عمود باشد اما اگر سلف یا خازن داشته باشیم جریان بین فازها پخش نمی‌شود

و ما باید یک طرحی فیزیکی با سلف اضافه کنیم تا جلوگیری کنیم.

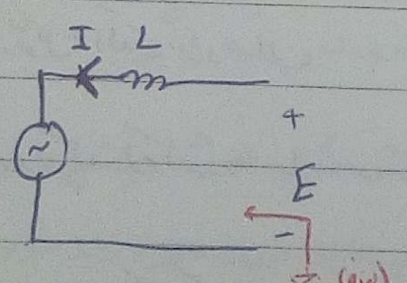
Dc_link
- N DC (No Dc link)
- DC (Dc link)





V: V_a, V_b, V_c خروجی مبدل E: E_a E_b E_c

اگر شبکه متقارن باشد و نیاز به سیم چهارم نباشد مدل به صورت زیر است.



چون مشکل این است به صورت تکفاز می‌شود مدلش کرد

~~$V = E + j\omega L I$~~ — $E = V + j\omega L I$

فرض نسبت V به E را یک کمیت A در نظر گیریم $\frac{V}{E} = A \xrightarrow{*} V = EA$ (جایگذاری)

$E(1-A) = j\omega L I \Rightarrow$

$Z_{in}(j\omega) = \frac{E}{I} = \frac{j\omega L}{1-A}$

* برای اینکار فرض می‌کنیم A یک عدد حقیقی باشد

IRNPOWER

A حالت های مختلفی می‌تواند داشته باشد.

if $A=1 \longrightarrow Z_{in}(j\omega) \longrightarrow \infty \quad (V=E)$

if $A<1 \longrightarrow 1-A>0$ (مثبت) $\longrightarrow$ حالت سلفی می‌گیرد امپدانس مثبت است $\longrightarrow$ Variable inductive $\longrightarrow (V<E)$

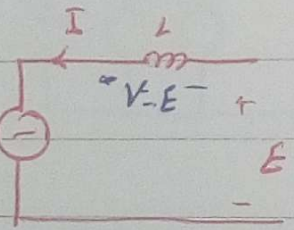
که با تغییر $A<1$ می‌توان میزان سلف را تغییر داد

if $A>1 \longrightarrow 1-A<0$ (منفی) $\longrightarrow$ ضریب منفی می‌شود و حالت خازنی پیدا می‌کند $\longrightarrow$ Variable Capacitance $\longrightarrow (V>E)$

که با تغییر $A>1$ می‌توان خازن متغیر ساخت.

ما در لینک DC با تغییر ضریب های مختلف می‌توانیم به دست بیاوریم

$$Q_{\text{توان راکتیو}} = \underbrace{\frac{E(1-A)}{\omega L}}_{I} \cdot E = \frac{E^2(1-A)}{X}$$



$I \perp (V-E)$

درصورتی توان راکتیو تولید می‌شود که I هم بر V عمود باشد هم بر E

اگر I با V حتی یک ذره هم اختلاف فاز داشته باشد توان اکتیو مبادله می‌شود.

پس باید V و E هم فاز باشند

در توان اکتیو برای جبران سازی نیاز به کنترل فاز هست اما در توان راکتیو برای جبران سازی به اندازه‌ها نیاز است و هم فاز هستند

چون کنترل کننده‌ها بر اساس توان راکتیو کار می‌کنند لازم است V و E هم فاز باشند و بر I عمود باشند.

مفهوم این است که لینک DC نیازی نیست توان اکتیو تولید کند اگر در حالت راکتیو باشد لینک DC هیچ توانی از دست نمی‌دهد

ما از لینک DC در راکتیو فقط از ولتاژش استفاده می‌کنیم.

برای کنترل بهتر است چون توان اکتیو نیاز نیست دیگر لازم نیست خازن بزرگی در لینک DC گذاشت

در مدار صوتی قبل φ تغییر می‌کند و A و V

پس حالا اگر حساسیت φ نسبت به A را بسنجیم حقیقتاً پارامترها معمولاً تأثیری ندارد.

$$\frac{\partial \varphi}{\partial A} = \frac{-E^2}{X}$$

پس هم در عامل وابسته است یعنی X شبکه

X می‌تواند در اختیار ما باشد اگر مقدار X کوچک باشد $\frac{-E^2}{X}$ مقدار بزرگی می‌شود.

$$\Delta \varphi = \frac{-E^2}{X} \Delta A$$

به عبارت دیگر چون $\frac{E^2}{X}$ بزرگ است یعنی با یک ΔA کوچک می‌توان Δφ بزرگ تولید کرد

اگر X مقدار بزرگی باشد $\frac{E^2}{X}$ کوچک می‌شود پس با ΔA بزرگ باید Δφ بزرگ تولید کرد.

مثال: (small ΔA) : $A \in [0.9, 1.1]$ X: small   از ۰.۹ تا یک سلوف را از ۱ تا ۱.۱ افزایش

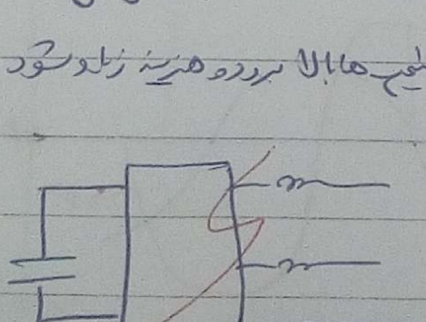
(big ΔA) : $A \in [0, 2]$ ⟶ از صفر تا یک سلوف را از ۱ تا ۲ افزایش

مثال (small gain) : $V = \sqrt{2} E$ طبق ⟶ $\frac{V}{E} = A$

پس ولتاژ حالت ماندگار بزرگ باشد را این می‌شود

(big gain) : $V = 2\sqrt{2} E$

یعنی هرچه گین بزرگتر باشد ولتاژ V بیشتر می‌شود و باعث می‌شود rate تولید ها بالا برود و هزینه زیاد شود پس



نباید زیاد گین را زیاد کرد.

اگر در این محدوده خطایی رخ دهد و X کوچک باشد $\frac{E}{X}$ بزرگ می‌شود و جریان خطای بزرگی ایجاد می‌شود

YASHA

X : Small ⟶ big fault current = E/R

X : big ⟶ Small ⟸

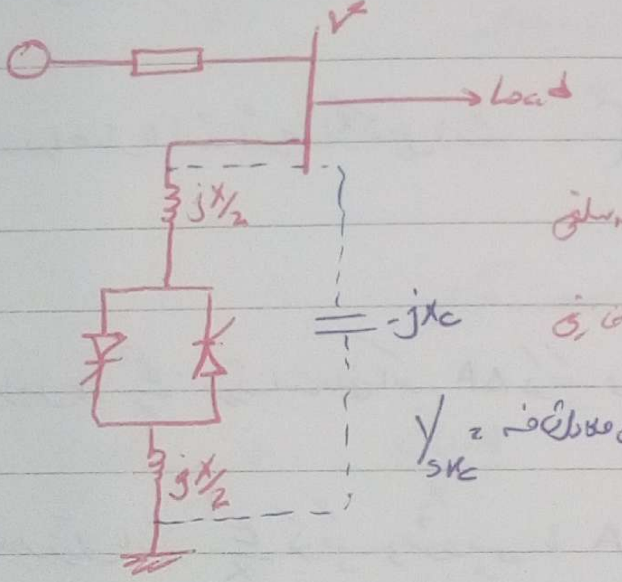
IRNPOWER

در X بزرگ می‌توانیم حالت فیلتری بهتری داشته باشیم اما در X کوچک خاصیت فیلترش پایین تر است

اگر ما هزینه کنیم خاصیت حفاظتی بهتر می‌شود چون جریان خطا کمتر می‌شود.

معمولاً در هر جا این را کوچک در نظر می‌گیرند بدلیل کاهش هزینه اما بخش فیلترش را باید اصلاح کرد

مثال:



ادمیتانس سلفی $Y_L = -j[a, b]$ (1, 2)

ادمیتانس خازنی $Y_C = jc$ → 1.5 (فرض)

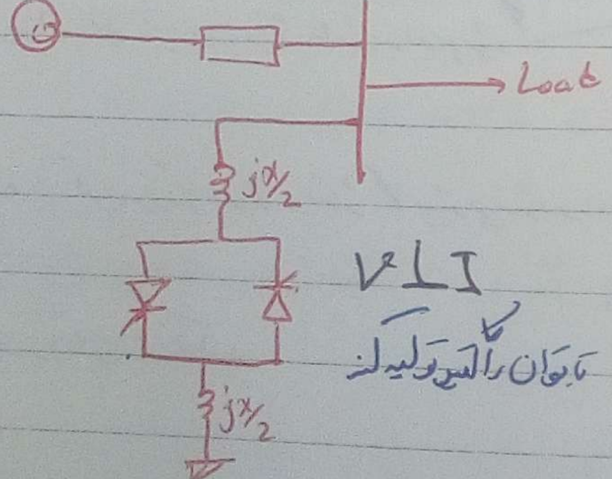
ادمیتانس معادل $Y_{SVC} = Y_L + Y_C = j[c-a, c-b]$

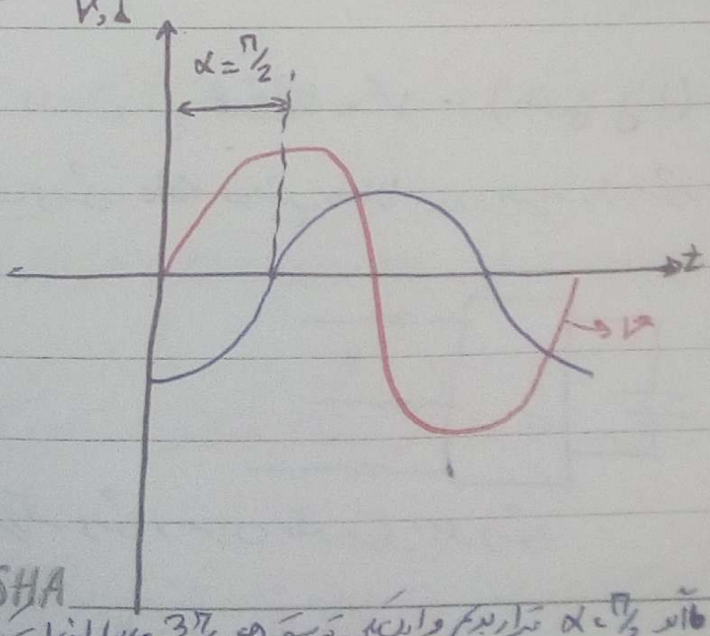
طبق اعداد فرض $= j[1.5-1, 1.5-2]$

$= j[0.5, -0.5]$

پس نیازی نیست ظرفیت خازنی را متغیر بگذاریم.

پس ادمیتانس معادل برای SVC هم می‌تواند خازنی باشد هم سلفی

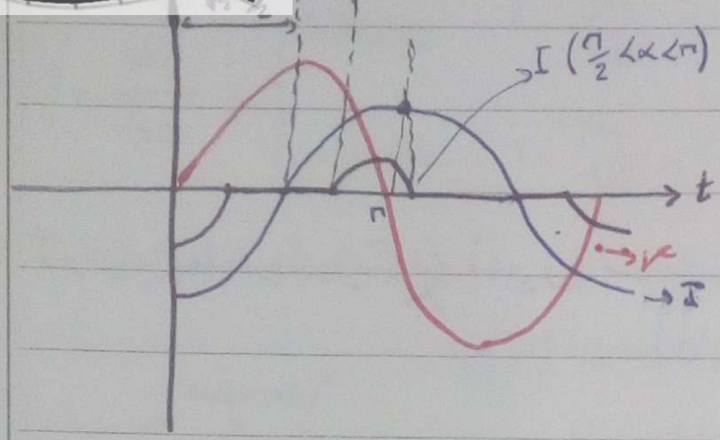




فرض کنیم سوئیچ‌ها اتصال کوتاه، در حالت هدایت است

حالا $\alpha = \pi/2$ قرار بدیم و ادامه‌اش تا $3\pi/2$ هم معادل این است که به طور طبیعی ولتاژ و جریان با هم 90 درجه اختلاف فاز دارند.

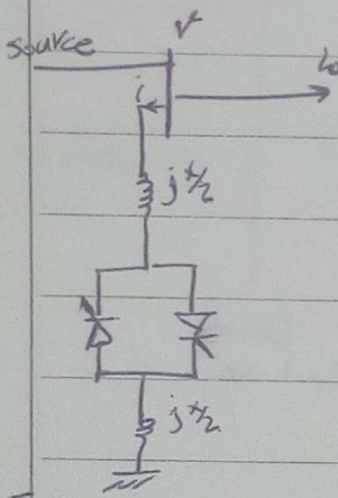
YASHA



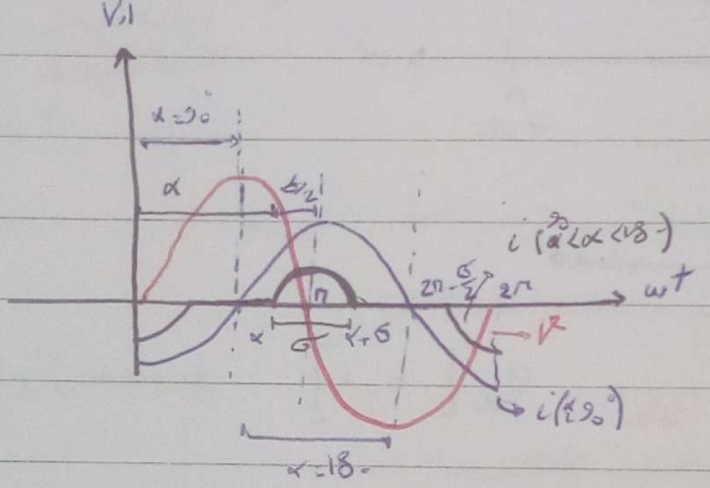
هدایت محدود کننده:

الف) α را بزرگتر از $\frac{\pi}{2}$ در نظر بگیریم

ب: هم α را از $\frac{\pi}{2}$ بزرگتر بگیریم تا جریان مشتق مثبتی یا منفی مقداری داشته باشد.



TCR



اگر زاویه آتش از صفر شروع شود حالت هدایت کامل می‌شود. با هر چه α را به سمت 180 ببریم هدایت جزئی

یعنی هدایت کوچکتری می‌شود شکل را امتحان کردم

$$\alpha + \frac{\sigma}{2} = \pi \rightarrow \sigma = 2\pi - 2\alpha$$

برای هدایت جزئی

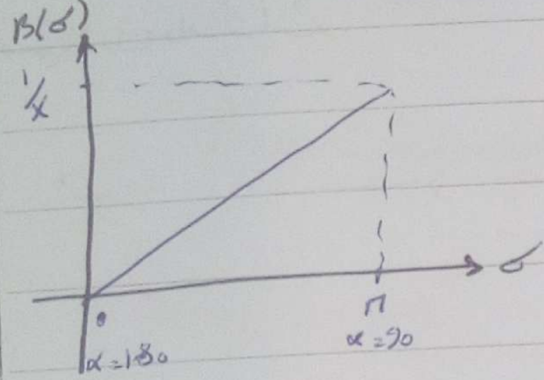
$$i(t,\alpha) = \begin{cases} \frac{\sqrt{2}V}{X}\left(\cos(\alpha) - \cos(\omega t)\right) & \begin{cases} \alpha \le \omega t \le \alpha + \sigma \\ 0 \le \omega t \le \frac{\sigma}{2} \\ 2\pi - \frac{\sigma}{2} \le \omega t \le 2\pi \end{cases} \\ 0 & \begin{cases} \frac{\sigma}{2} \le \omega t \le \alpha \\ \alpha + \sigma \le \omega t \le 2\pi - \frac{\sigma}{2} \end{cases} \end{cases}$$

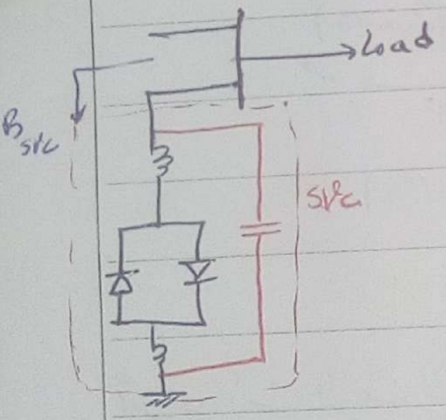
با نوشتن سری فوریه داریم:

هارمونیک اول $I_1 = \frac{\sigma - \sin\sigma}{\pi X} V$ (ولتاژ فاز)

$$B(\sigma) = \frac{I_1}{V} = \frac{\sigma - \sin\sigma}{\pi X}$$

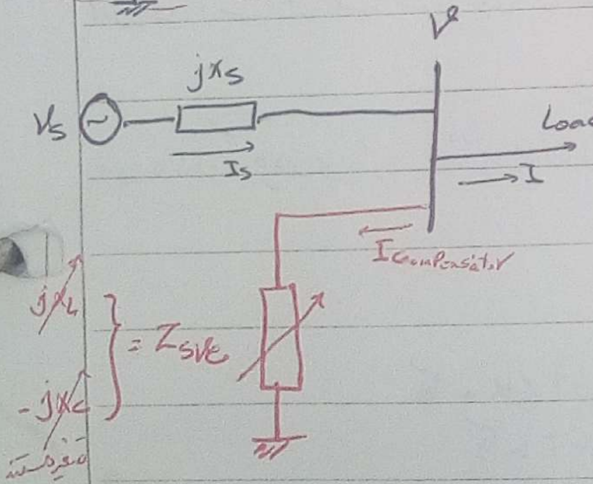
اگر تریستورها نبودند می‌شد $\frac{1}{X}$ اما چون سوسپتانس تابعی از زاویه آتش است به صورت بالا شد.



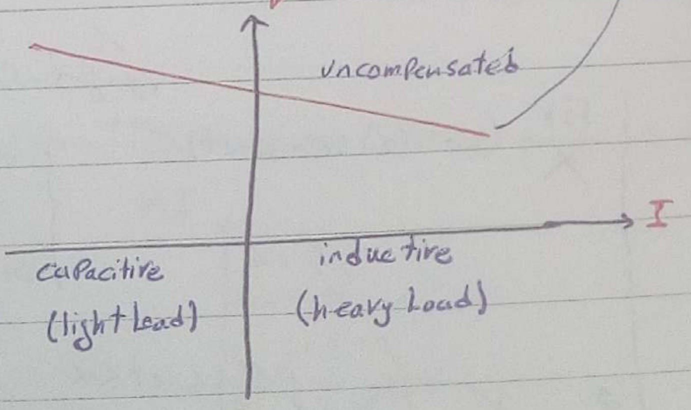


$B_{SVC}\,[-a, a]$ SVC که می‌تواند هم خازنی را پوشش دهد هم سلفی

برای حالتی است که هنوز SVC نصب نشده است.



$$\begin{cases} V_s = jX_s I_s + V \rightarrow V = V_s - jX_s I_s \\ I_s = I \end{cases}$$



روابط بر اساس SVC

$$\begin{cases} V_s = jX_s I_s + V \\ V = Z_{SVC} I_c \\ I_s = I + I_c \end{cases} \longrightarrow V_s = jX_s (I + I_c) + V$$

$$= jX_s \left(I + \frac{V}{Z_{SVC}}\right) + V$$

داریم $V = V_s - jX_s I_s$

$$V_s = jX_s I + V + \frac{V}{Z_{SVC}} jX_s \rightarrow V = \frac{\overbrace{V_s - jX_s I}^{\text{Uncompensated}}}{1 + j\frac{X_s}{Z_{SVC}}} \quad \text{Compensated}$$

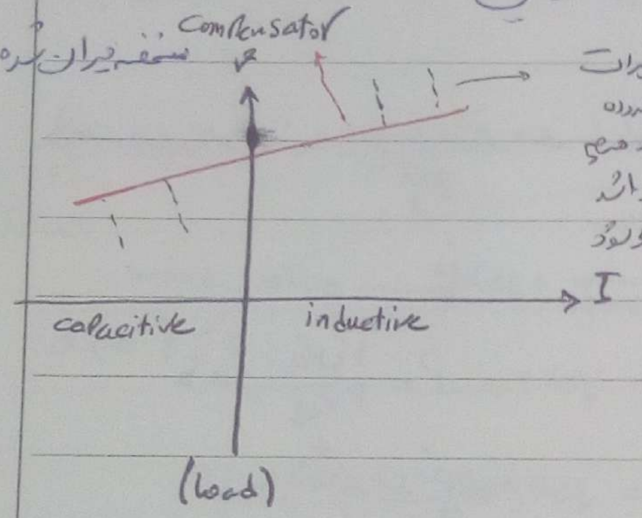
$$SVC: 1+\frac{jX_s}{Z_{svc}} = \begin{cases} \text{inductive}: 1+\frac{jX_s}{jX_L} = 1+\frac{X_s}{X_L} > 1 \\ \text{capacitive}: 1+\frac{jX_s}{-jX_C} = 1-\frac{X_s}{X_C} < 1 \end{cases}$$

اگر سلفی باشد ولتاژ کم می‌شود

اگر خازنی باشد ولتاژ زیاد می‌شود.

SVC compensator characteristics

وقتی در جریان لحظه سلفی داشته باشیم یعنی ولتاژ را دارد میاره پایین



وقتی خازن بگذاریم یعنی ولتاژ را می‌خواهیم ببریم بالا.

← این سمتی است در حالتی که بار inductive باشد

SVC در حالت capacitive است و بالاتر

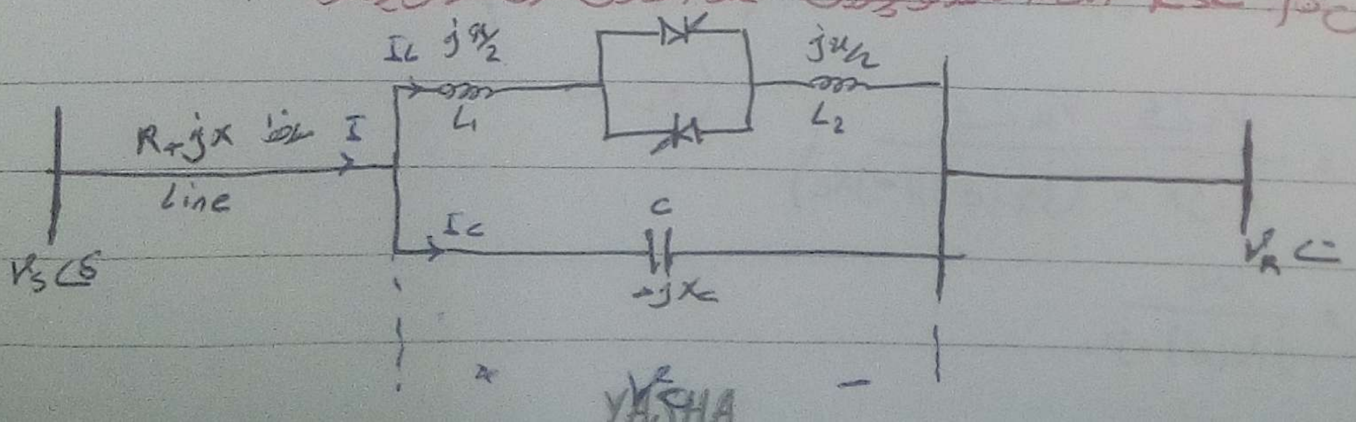
قابلیت جبران سازی SVC محدود است.

با کنترل ولتاژ توان راکتیو را جبران سازی می‌کنیم و با کنترل زاویه توان اکتیو را

SVC
- NC
- SP → single port
- Zero energy storage
- no dc-link
- LF

از روی این طبقه‌بندی می‌توان نقاط ضعف را تشخیص داد و آن نواقص را از دست برد

شکل مهم: Ksc است که حالت توپولوژی SVC است ولی سری قرار می‌گیرد در خط.



IRNPOWER

operation mode : مدهای Tcsc

1. ByPass mode: ($\alpha = 90^\circ$, $\sigma = 180^\circ$) هدایت کامل

(X_L) یعنی تریستورها بالای یک سیکل کامل ما X_L داریم و در پایین هم $-jX_C$.

$$i = \frac{V_s\angle\delta - V_R\angle 0}{R + jX + (jX_L \parallel jX_C)}$$ → معادل در حالت سلفی

در حقیقت یعنی جریان تریستور سلفی کامل با جریان خازنی موازی است.

$$i_L = \frac{-jX_C}{jX_L - jX_C}\, i$$

$$i_C = \frac{jX_L}{jX_L - jX_C}\, i$$

$$P = \frac{V_s V_R}{X_{eq}} \sin\delta$$

↓ زیاد شده پس توان کم می‌شود حداقل

2. Blocking mode: ($\alpha = 180^\circ$, $\sigma = 0$) هیچ رخ

(∞) هدایتی نداریم بنابراین تریستورها بالای کلا از مدار بیرون است.

$$i = \frac{V_s\angle\delta - V_R\angle 0}{R + jX - jX_C}$$ → تمام جریان‌ها از سری می‌شوند حالت خازنی

$$i_C = i$$

$$i_L = 0$$

$$P = \frac{V_s V_R}{X_{eq}} \sin\delta$$

کم شده پس توان حداکثر است

3. Vernier operation mode: ($90^\circ < \alpha < 180^\circ$) (X_L, ∞)

$$i = \frac{V_s\angle\delta - V_R\angle 0}{R + jX + (jX_L(\sigma) \parallel -jX_C)}$$

$$i_L = \frac{-jX_C}{jX_L(\sigma) - jX_C}$$

$$i_C = \frac{jX_L(\sigma)}{jX_L(\sigma) - jX_C}$$

YASHA

۵ در صدهای مختلف می‌تواند مختلف باشد و درصدهای مختلف یک ان لینیا بستگی به زاویه امپدانسی مقدار دارد.

مثال:

$$I_1 = \frac{\sigma - \sin\sigma}{\pi X_{eq}} V_c$$

در بالای شکل ۲ خطا بود که بعدی اینجا دیگر فاز است.

$$\frac{I_1}{V_c} = B(\sigma) = \frac{\sigma - \sin\sigma}{\pi X_{eq}}$$

TCSC:

شاخه سلفی — شاخه خازنی

mode 2:

$$B(\sigma) = \begin{cases} \sigma = 0 \longrightarrow jX_{eq} = \frac{1}{j\omega C} = (j\infty) \| (-jX_C) \\ \sigma = \pi/3 \longrightarrow jX_{eq} = (j17{,}43 X_L) \| (-jX_C) \\ \sigma = \pi/2 \longrightarrow jX_{eq} = (j5{,}5 X_L) \| (-jX_C) \\ \sigma = 2\pi/3 \longrightarrow jX_{eq} = (j2{,}56 X_L) \| (-jX_C) \\ \sigma = 3\pi/4 \longrightarrow jX_{eq} = (j1{,}9 X_L) \| (-jX_C) \\ \sigma = \pi \longrightarrow jX_{eq} = jX_L \| jX_C \end{cases}$$

mode 1 (σ = π)

هرچه هدایتی افزایش پیدا کند X_{eq} معادل شاخه سلفی کاهش پیدا می‌کند شاخه خازنی همیشه ثابت است.

IRNPOWER

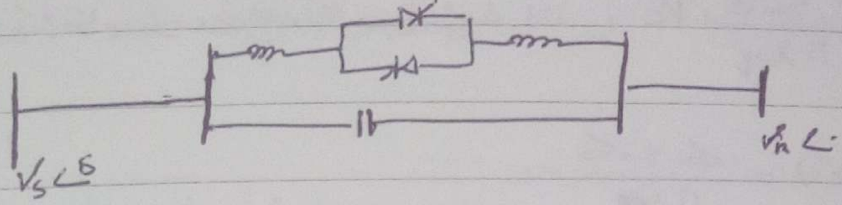
موازی

SVC: 1P_NC_ZES_LF_NDC   موازی

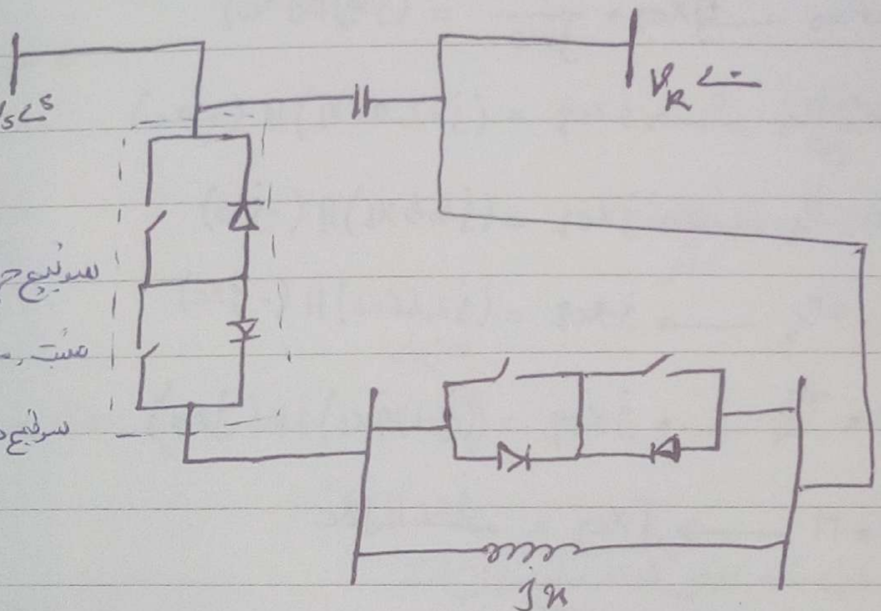
TCSC: 1S_NC_ZES_LF_NDC ★   سری

1S_FC_ZES_HF_NDC □   در مقالات تغییرات روی این مشخصه ها دادند

★ مدار معادل:



□ مدار معادل

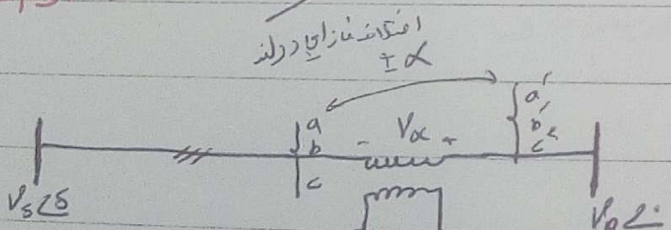


سوئیچ چهار ربع هستند

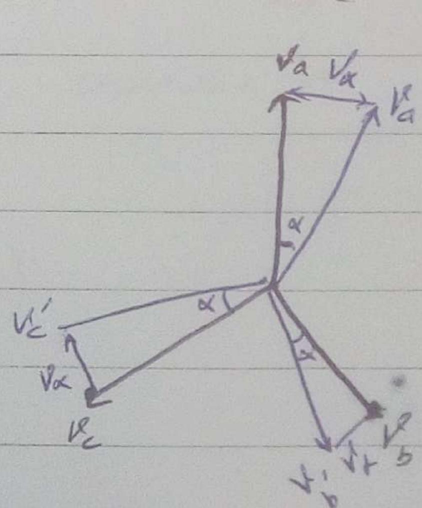
مثبت، منفی ولتاژ و مثبت و منفی جریان

سوئیچ ها IGBT هستند

TCPST:



مثال برای ترکیبی

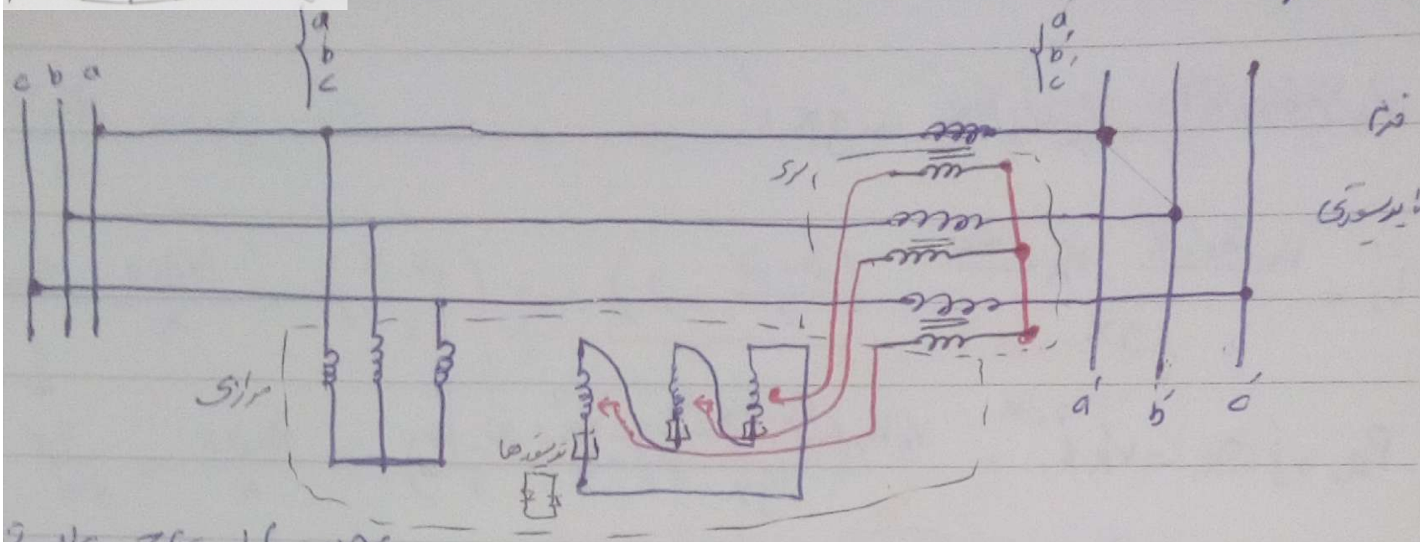


$$\frac{V_R V_S}{x}\sin\delta = P$$

YASHA

با ایجاد اختلاف فاز سیستم تغییری که در δ ایجاد تغییر توان می‌شود.

IRNPOWER

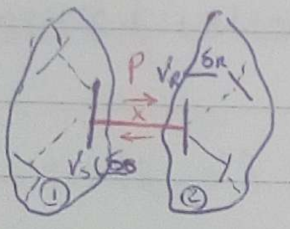


2_NC_ZES_LF_NDC

$$\frac{\partial P}{\partial \delta} = \frac{V_R V_S}{X}\cos\delta$$

(بزرگ) که با یک تغییر کوچک در δ چون ضریبش بزرگه باعث تغییر بزرگتر شود

IPC:

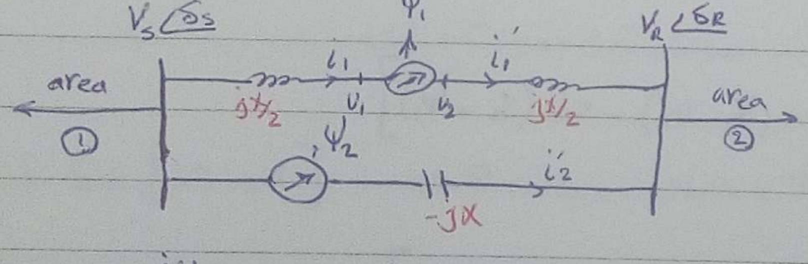


$$P = \frac{V_S V_R}{X}\sin(\underbrace{\delta_s - \delta_R}_{\delta})$$

$$\frac{\partial P}{\partial \delta} = \frac{V_S V_R}{X}\cos\delta$$

به تغییر کوچک در δ که سبب می‌شود که یکی از طرفین ضرر کنن

حال می‌خواهیم بررسی کنیم مسیر قرمز چطور باید باشد



⊘: فیز شیفتر هستش

$u_2 = u_1 e^{j\psi_1}$ به اندازه ψ_1 شیفت فاز ایجاد شود و $u_1 i_1^* = u_2 i_1'^*$ → توان اکتیو هیچ تلفاتی / عملکردی ندارد

$$\frac{u_2}{u_1} = \left(\frac{i_1}{i_1'}\right)^* = e^{j\psi_1}, \quad i_1 = i_1' e^{-j\psi_1}$$

$$\begin{cases} u_2 = j\frac{X}{2} i_1' + V_R\angle\delta_R \\ u_1 = V_s\angle\delta_s - j\frac{X}{2} i_1 \end{cases} \rightarrow j\frac{X}{2} i_1' + V_R\angle\delta_R = \left(V_s\angle\delta_s - j\frac{X}{2} i_1\right)e^{j\psi_1}$$

$$i_1 \rightarrow i_1' e^{j\psi_1}$$

YASHA

IRNPOWER

$$V_S \angle \delta_S+\psi_1 - V_R \angle \delta_R = jX\, i'_1$$

$$i'_1 = \frac{V_S \angle \delta_S+\psi_1 - V_R \angle \delta_R}{jX}$$

$$P_{R_1} + jQ_{R_1} = V_R\, i'^{*}_1 = \frac{V_R V_S \angle \delta_R-\delta_S-\psi_1 - V_R^2}{-jX}$$

$$\begin{cases} P_{R_1} = -\dfrac{V_R V_S}{X} \sin(\overbrace{\delta_R-\delta_S}^{\delta}-\psi_1) \\ Q_{R_1} = \dfrac{V_R V_S}{X} \cos(\overbrace{\delta_R-\delta_S}^{\delta}-\psi_1) - \dfrac{V_R^2}{X} \end{cases}$$

برای شنت دوم چون X یکسان است فقط نوشتن ها را تغییر دهیم

$$\begin{cases} P_{R_2} = -\dfrac{V_R V_S}{X} \sin(\overbrace{\delta_R-\delta_S}^{\delta}-\psi_2) \\ Q_{R_2} = \dfrac{-V_R V_S}{X} \cos(\overbrace{\delta_R-\delta_S}^{\delta}-\psi_2) + \dfrac{V_R^2}{X} \end{cases}$$

$$i'_2 = \frac{V_S \angle \delta_S+\psi_2 - V_R \angle \delta_R}{-jX}$$

$$\begin{cases} P_R = P_{R_1} + P_{R_2} = \dfrac{V_R V_S}{X}\left[\sin(\delta-\psi_2) - \sin(\delta-\psi_1)\right] \\ Q_R = Q_{R_1} + Q_{R_2} = \dfrac{V_R V_S}{X}\left[\cos(\delta-\psi_1) - \cos(\delta-\psi_2)\right] \end{cases}$$

با روابط مثلثاتی

$$\begin{cases} P_R = 2\dfrac{V_R V_S}{X} \sin\left(\dfrac{\psi_1-\psi_2}{2}\right) \cos\left(\delta - \dfrac{\psi_1+\psi_2}{2}\right) \\ Q_R = \dfrac{-2V_R V_S}{X} \sin\left(\dfrac{\psi_1-\psi_2}{2}\right) \sin\left(\delta - \dfrac{\psi_1+\psi_2}{2}\right) \end{cases}$$

YASHA

$$\frac{V_S V_R}{X}\sin\delta = P \longrightarrow$$ P اولا که تعریف کردیم برای یک شین بود $\rightarrow \frac{\partial P}{\partial \delta} = \frac{V_S V_R}{X}\cos\delta$

P جبرانی $$P = \frac{2V_R V_S}{X}\sin\left(\frac{\psi_1-\psi_2}{2}\right)\cos\left(\delta-\frac{\psi_1+\psi_2}{2}\right)$$

تغییرات زیادی روی P ایجاد می‌کند

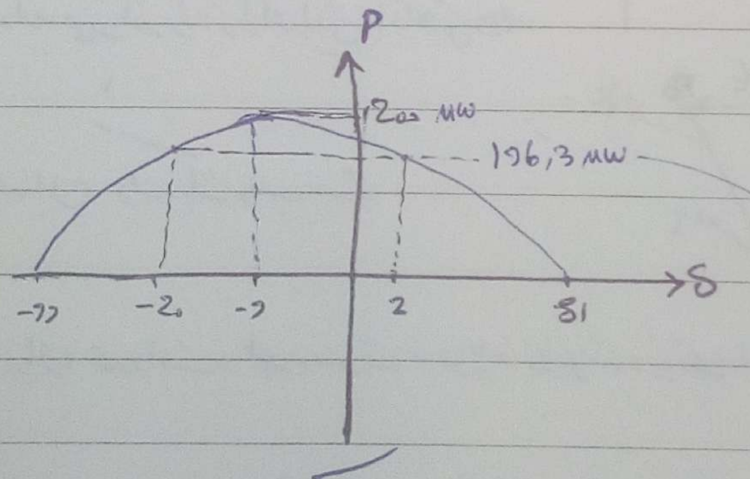
$$\frac{\partial P}{\partial \delta} = \frac{2V_S V_R}{X}\sin\left(\frac{\psi_1-\psi_2}{2}\right)\sin\left(\delta-\frac{\psi_1+\psi_2}{2}\right)$$

در حالت معمول سینوس به کسینوس تبدیل می‌شد اما در حالت جبرانی کار با sin می‌شود

Example: $\psi_1 = -18^\circ$, $\psi_2 = 0^\circ$, $\frac{V_S V_R}{X} = 1278.6\,MW$

$$P_R = 2\times 1278.6\,\sin(9^\circ)\cos(\delta+9) = 200\cos(\delta+9^\circ)$$

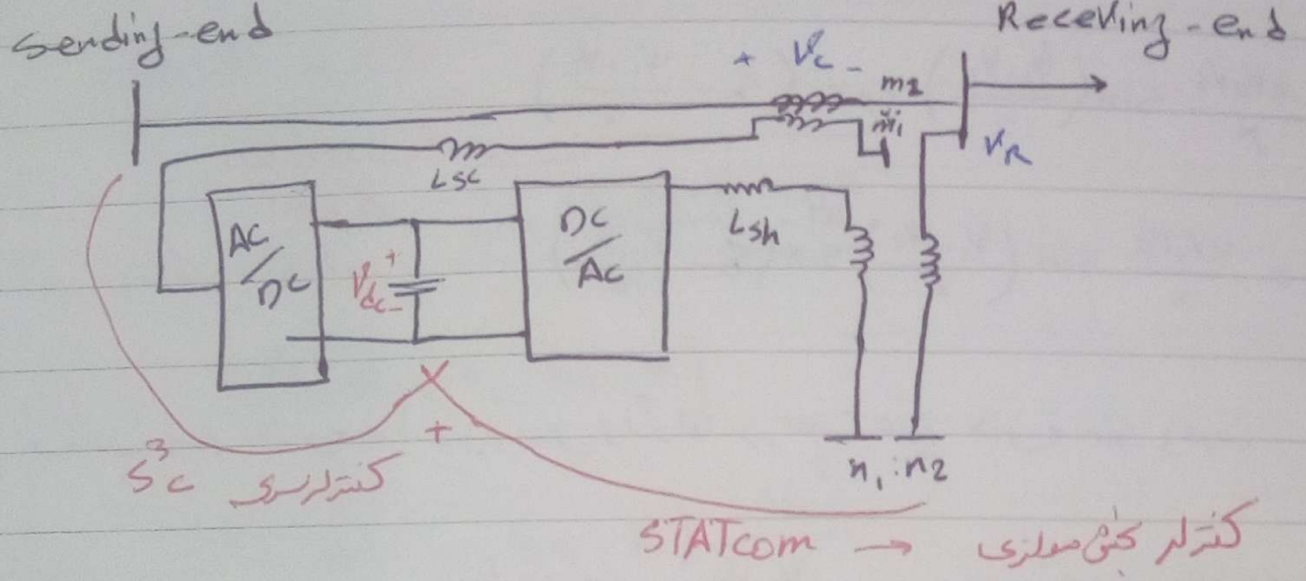
$$Q_R = -200\sin(\delta+9^\circ)$$



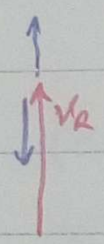
یعنی اگر که تو دیگه فاصله زیادی نشد باشد اختلاف توان تقریبا ثابت است،

if $\delta \in [-20, 2] \longrightarrow \Delta P = 200 - 196.3 = 3.7\,MW$ $\qquad \frac{3.7}{200}\times 100 = 1.8\%$

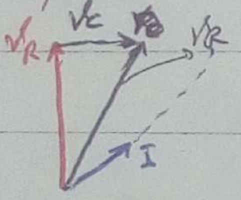
UPFC: (unified Power ~~factor~~ flow controller)



ترکیب دو کنترلر است که لینک DC آنها مشترک شده است.



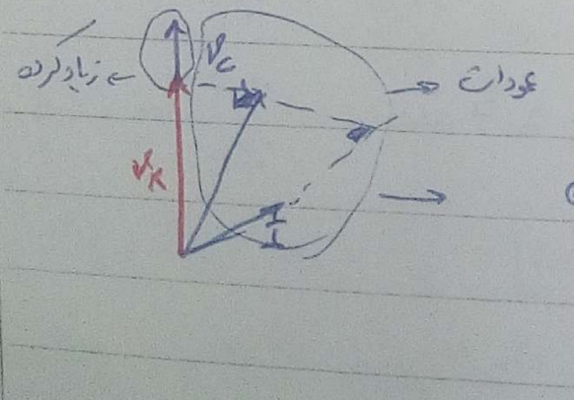
این استاتکام در امر تزریق راکتیوی که وجود دارد می‌تواند ولتاژ را افزایش یا کاهش دهد

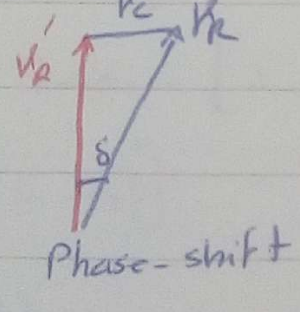


از S^3C استفاده می‌شود که می‌تواند ولتاژی عمود بر جریان وارد بکند ولی عیب بشود

S^3C می‌تواند به صورت سری ولتاژهای درست کند که بر جریان عمود است و به صورت سلفی یا خازنی می‌شود و نیازی به انرژی ندارد.

پس UPFC می‌تواند کنترل ولتاژ انجام دهد، جبران سازی سری انجام دهد. می‌تواند ترکیب اینها هم باشد:





جبران سازی سری - شیفت فاز - کنترل ولتاژ - از کارهای UPFC است.

IRNPOWER

در عمل کنترل لینک موازی زیاد مشکل ندارد ولی جریان لینک سری مشکل ساز است.

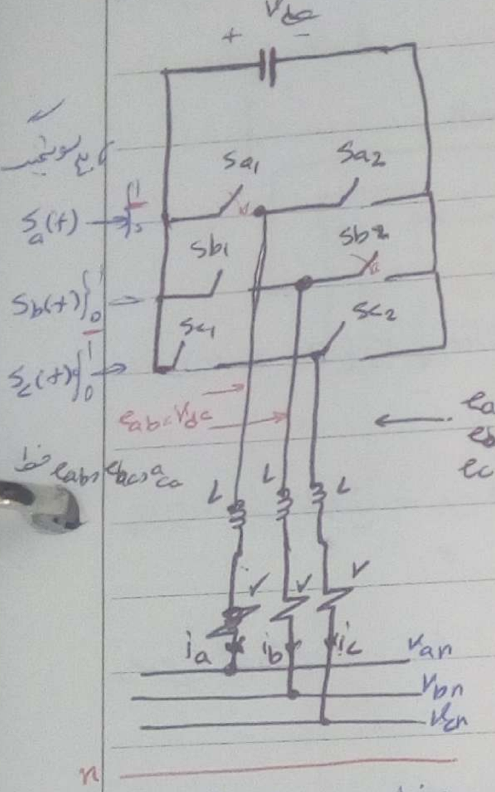
c: 2Port (Gto _ IGBt) → force → MF / HF (Medium / High) → CES → DC link

با خازن سمت DC می‌توانیم حالت گذرا را بهبود ببخشیم

می‌توان با تغییر ظرفیت خازن سمت DC توان اکتیو را افزایش داد تا در شرایط گذرا سیستم داخل شبکه بماند

و سریع تخلیه نشود.

فصل شش



V_{ab}, V_{ca}, V_{bc} — ولتاژ خط

می‌خواهیم مسائل قبل را جزئی‌تر بررسی کنیم.

مدل‌سازی را فقط برای اینورتر شکل بردار ولتاژ و جریان را شکل موج را بیشتر بررسی

می‌کنیم. سیستم سه فاز سه سیمه است اما می‌توان یک نول هم در نظر گرفت یعنی ولتاژ

ها را برحسب نول در نظر بگیریم (ولتاژ فاز) سوئیچ‌ها مانند معکوس عمل می‌کنند.

if $S_a(t) = 0 \longrightarrow S_{a1} =$ بسته , $S_{a2} =$ باز

if $S_a(t) = 1 \longrightarrow S_{a1} =$ باز , $S_{a2} =$ بسته

$$\begin{bmatrix} e_{ab} \\ e_{bc} \\ e_{ca} \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a(t) \\ S_b(t) \\ S_c(t) \end{bmatrix} \quad \star$$

ولتاژهای فاز نسبت به نول را می‌توانیم از روی ولتاژ خط محاسبه کنیم.

$$e_{ab} = e_{an} - e_{bn}$$

$$e_{ca} = e_{cn} - e_{an}$$

$$e_{ab} - e_{ca} = 2e_{an} \underbrace{- e_{bn} - e_{cn}}_{+e_{an}} = 3e_{an}$$

$$e_{an} = \frac{e_{ab} - e_{ca}}{3}$$

در حالت کلی $\Longrightarrow$

$$\begin{bmatrix} e_{an} \\ e_{bn} \\ e_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{ab} \\ e_{bc} \\ e_{ca} \end{bmatrix} \quad \star\star$$

IRNPOWER

** ترکیب ۲، $\longrightarrow$

$$\begin{bmatrix} e_{an} \\ e_{bn} \\ e_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a(t) \\ S_b(t) \\ S_c(t) \end{bmatrix}$$

$S_a(t)$	$S_b(t)$	$S_c(t)$	e_{an}
1	1	1	0
1	1	0	$V_{dc}/3$] □
1	0	1	$V_{dc}/3$
1	0	0	$2V_{dc}/3$
0	1	1	$-2V_{dc}/3$
0	1	0	$-V_{dc}/3$] □
0	0	1	$-V_{dc}/3$
0	0	0	0

خط $e_{ab} \in [V_{dc}, 0, -V_{dc}]$

فاز $e_{an} \in [0, \frac{V_{dc}}{3}, \frac{2V_{dc}}{3}, -\frac{V_{dc}}{3}, -\frac{2V_{dc}}{3}]$

برای ولتاژ خط سه حالت داریم ولی برای ولتاژ فاز ۵ حالت تشکیل.

درحالت DC هرچه یکسان‌ها بیشتر باشد □ می‌تواند قدرت مانور ما را بیشتر کند آزادی عمل ما را بیشتر می‌کند

چون خروجی‌هایشان یکی است. پس می‌توانیم به جای هم به کار ببریم که به این وضعیت حالت ریداندنت

بر اساس هدفی که داریم که می‌تواند جبرانساز سری باشد یا کنترل ولتاژ ذخیره یک رفرنس داریم که این رفرنس

را اقدامات این مبدل تولید بکند. صحبت از این به بعد مبنای ما این است که یک مرجع دادن به عنوان خروجی مبدل بر اساس او

بیاییم می‌گوییم که سوئیچ‌ها را چطور فرمان بدهیم تا به آن رفرنس برسیم که به این بحث میگن مدولاسیون

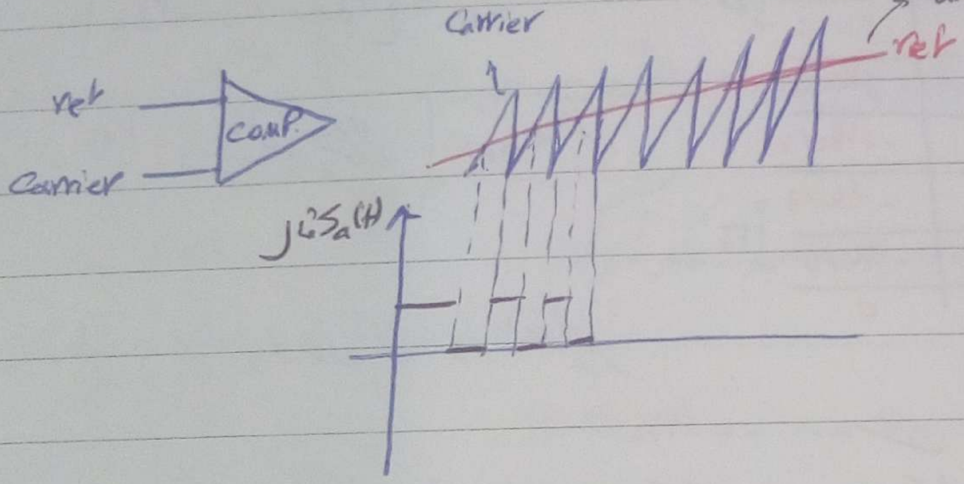
Year Month Date Subject 36

Modulation techniques for flexible system:

فرض assumption: $e_{an-ref}(t)$, $e_{bn-ref}(t)$, $e_{cn-ref}(t)$ ← اینا داده شده

[illegible] را باید حساب کنیم.

ساده‌ترین عمل:



ref > carrier on

〃 < 〃 off

چطور فرمان های سوئیچ ها را وارد کنیم 2- توپولوژی این قضیه چجوری باشه: این اهداف را می خواهیم در این فصل

بحث کنیم مثلاً در مورد HVDC حتماً باید شرایط ویژه‌ای سوئیچ ها داشته باشند چون توان ولتاژ بالایی دارد.

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a(t) \\ S_b(t) \\ S_c(t) \end{bmatrix} \quad (1)$$

reference: یعنی اون چیزی که به صورت نرم افزاری در اختیار داریم:

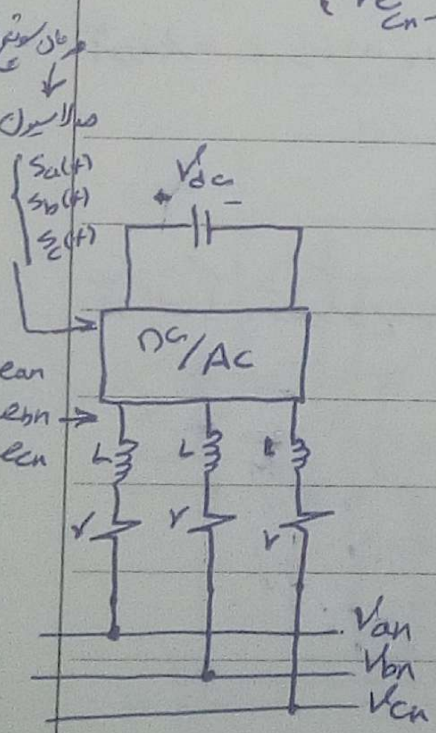
و می خواهیم همونو تولید کنیم در سمت low است و کم ... است

تکنیک مدولاسیون

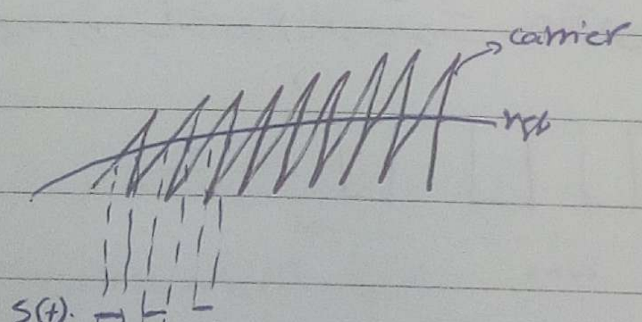
reference:

$$\begin{cases} V_{an-ref} = m V_m \sin(\omega t) \\ V_{bn-ref} = m V_m \sin(\omega t - 120) \\ V_{cn-ref} = m V_m \sin(\omega t + 120) \end{cases}$$

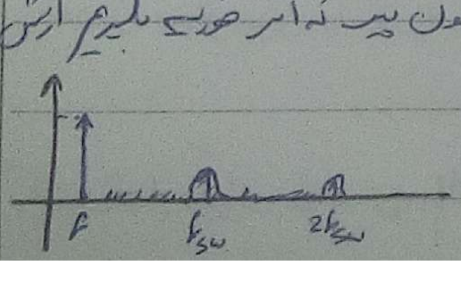
مثال ←



رفرنس ها هر جوری که ما می خواهیم می توانند باشند و بستگی به کار ما دارد که چی انتخاب کنیم.



حسنش اینه که هر چی میره به سمت پیک عرض پالس ها بزرگ می شود تا به یک برسد یا همون پیک که اگر فوریه بگیریم ازش

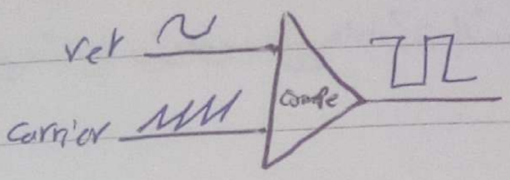


فرکانس اصلی فقط هست و بقیه هارمونیک ها خیلی ضعیف می شوند

ما می توانیم یک ضریب m به عنوان ضریب مدولاسیون تعریف کنیم. که ref و تا اندازه m تغییر کند $0 \le m \le 1$

دامنه

$$\begin{cases} V_m & \text{if } m=1 \\ 0.5V_m & \text{if } m=0.5 \\ 0.2V_m & \text{if } m=0.2 \end{cases}$$



با m می توانیم دامنه ref را تغییر دهیم.

Modulation

1- High gain

هر چه این گین بزرگتر باشد بهتر است و مدولاسیونی که گین بالایی داشته باشد بهتر است.

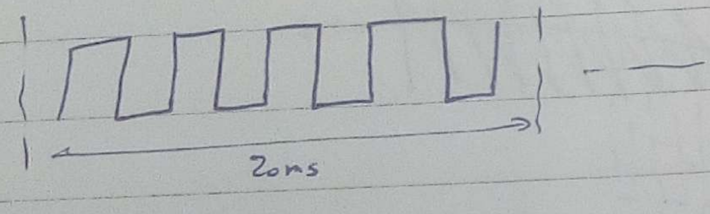
گین سیستم $G = \dfrac{V_{LL-max}}{V_{dc}}$ ← Ac فاز

2- linear relationship

اگر ولتاژ خروجی را افزایش تغییر بدیم به صورت خطی تغییر کند باید یک گین ساده ای به این کار را انجام داد

3- Low THD

اگر پالسی را که تولید کردیم سری فوریه ازش بگیریم چون پریودیک است می توان فوریه گرفت، و THD کمی داشت خوب است



4- Low switching frequency (Lower Power losses)

ممکنه تون مدولاسیون داشته باشیم که یک خروجی داشته باشند اما اونی که فرکانس سوئیچینگ کمی دارد بهتره چون تلفات

کمتری تولید می کند و راندمان بالاتری دارد

5- Correct operation of switches

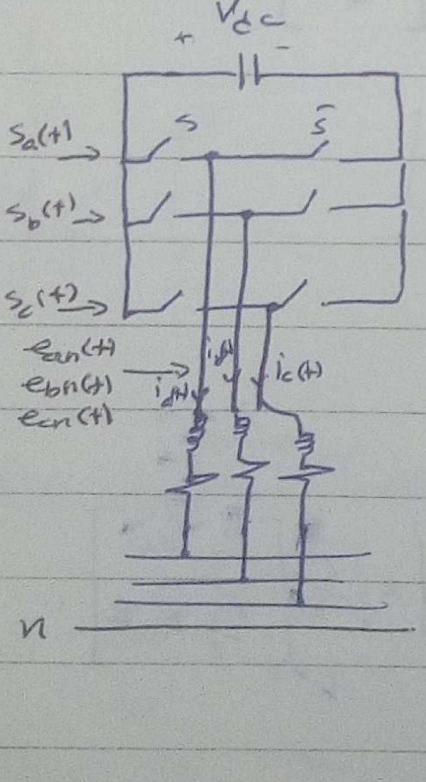
فرمانی که به سوئیچ وارد می‌شود باید سوئیچ طوری باشد که قابلیت روشن شدن و خاموش شدن را داشته باشد مثلا IGBT

که 2 تا 3 میکروثانیه طول می‌کشه خاموش می‌شود و 3 میکروثانیه طول می‌کشه روشن شود فرض کنید یک مدولاسیون که

پالس 1μs تولید کرده پس با این شرایط IGBT فقط 2 μs طول می‌کشه تا روشن بشه پس کار نمی‌کنه در این شرایط

پس باید مدولاسیون طوری باشه که بتواند سوئیچ ارضاش کند.

Space Vector Modulation (SVM):



فرض کنید می‌خواهیم جریان‌های خروجی را در این مدار کنترل کنیم.

$i_a(t)+i_b(t)+i_c(t)=0$ می‌دانیم

یکی از جریان‌ها را به صورت ترکیب خطی از دوتای دیگر نوشت.

$$i_c(t)=-i_a(t)-i_b(t)$$

اگر برای هر فاز سه کنترلر داشته باشیم ممکنه برآیند جریان‌ها صفر نشود چون مستقل

اما می‌گیم حالا اگر دو کنترلر بگذاریم چون ترکیب خطی از هم هستند برآیند همیشه صفر است.

پس باید اول تبدیل $\alpha\beta$ بزنیم.

$$abc \xrightarrow{T} \alpha\beta$$

$$T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} e_{\alpha\text{-}ref}(t) \\ e_{\beta\text{-}ref}(t) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{a\text{-}ref}(t) \\ e_{b\text{-}ref}(t) \\ e_{c\text{-}ref}(t) \end{bmatrix} \quad (2)$$

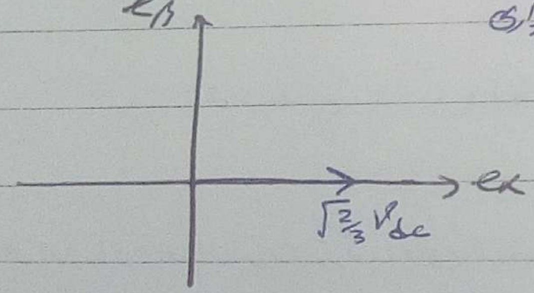
چون در حوزه $\alpha\beta$ هستیم هرکدام این اول مدار بردار مسیر را استقلال فقط دارد

S_a	S_b	S_c	
1	1	1	
1	1	0	
1	0	1	
⋮	⋮	⋮	

مثال
$$\begin{matrix} S_a = 1 \\ S_b = 0 \\ S_c = 0 \end{matrix} \xrightarrow{(1)} \begin{bmatrix} e_{an} \\ e_{bn} \\ e_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2\frac{V_{dc}}{3} \\ -\frac{V_{dc}}{3} \\ -\frac{V_{dc}}{3} \end{bmatrix} \xrightarrow{(2)}$$

$$\xrightarrow{(2)} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} V_{dc} \\ 0 \end{bmatrix}$$

برداری $\hat{e}_{\alpha\beta} = \boxed{\sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \angle 0}$



e.g 2:
$$\begin{matrix} S_a = 1 \\ S_b = 1 \\ S_c = 0 \end{matrix} \xrightarrow{(1)} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{dc}/3 \\ V_{dc}/3 \\ -2V_{dc}/3 \end{bmatrix} \xrightarrow{(2)} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 5/6\, V_{dc} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} V_{dc} \end{bmatrix}$$

(اعداد اشتباه ← $5/6$)

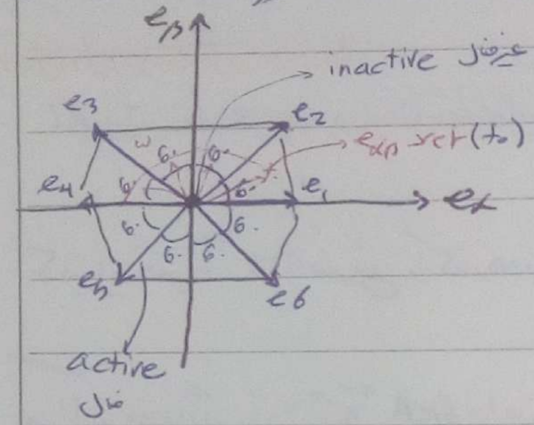
اندازه

$$e_{\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \sqrt{(5/6)^2 + \frac{\sqrt{3}}{2}^2}$$

فازش هم بدست بیاریم

اگر هر را حساب کنیم و بردارها را رسم کنیم ۶ بردار به دست میاد و 2 تا بردار صفر هم روی مرکز داریم که نتیجه 8 تا بردار سوئیچ

است که در خروجی ایجاد می‌شود



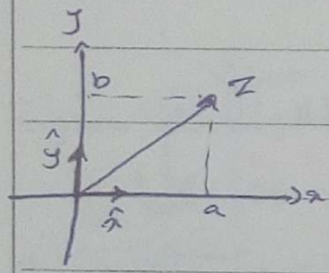
۶ ضلعی منتظم بوجود میاد اگر وصلشون کنیم.

پس اینجا که گفتیم عملکرد ثابت سوئیچ مثل اینه حالا می‌خواهیم e_β و e_α رفرنس را هم بیابیم.

$$\hat{e}_{\alpha\beta\text{-ref}} = \begin{bmatrix} e_{\alpha\text{-ref}}(t) \\ e_{\beta\text{-ref}}(t) \end{bmatrix}_{t=t_0} \xrightarrow{t_0}$$

می‌خواهیم $e_{\alpha\beta\text{-ref}}(t)$ را براساس بردارهای واقعی e_0 تا e_1 بسازیم. رفرنس روی بردارهای e_1 تا e_6 ساخته شده

و در هر لحظه تغییر می‌کند ولی e_1 تا e_6 ثابت است.

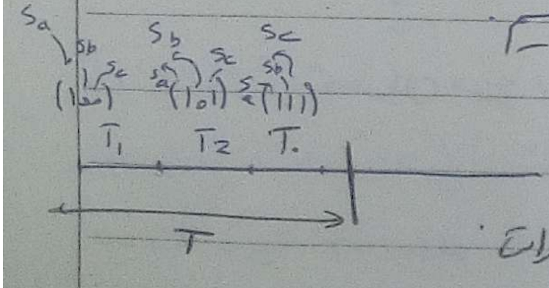


$$\longrightarrow Z = a\hat{x} + b\hat{y}$$

$$e_{\alpha\beta\text{-ref}}(t_0) = T_1 e_1 + T_2 e_2$$

را به صورت ترکیب خطی از e_1 و e_2 نوشتیم.

پس هر دو برداری که بود باید بر حسب ترکیب خطی از اون دو بردار بنویسیم.



هیچکدام اندازه بازه دلخواه ما نباشند پس ما می‌تونیم بردار صفر در نظر گرفت.

YASHA

$$e_{\alpha\beta\text{-ref}}(t_0) = T_1 e_1 + T_2 e_2 + T_0 e_0$$

را اضافه می‌کنیم تا طولش یکی شود

چون صفر است و تأثیری در اندازه ندارد

$T = T_1 + T_2 + T.$

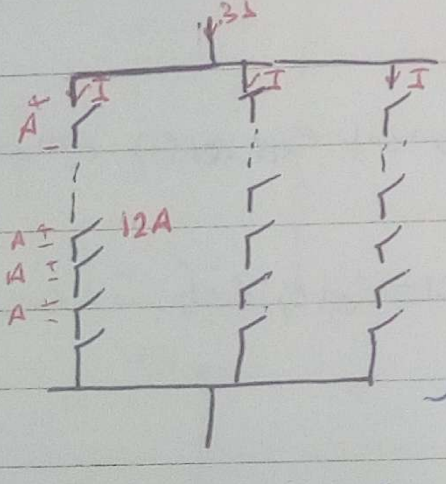
~~ادوات اولیه برای دستیابی به ولتاژ بالا~~

IGBT ۶,۵ ولت در حالت قطع تحمل می کند و جریان 2 یا 3A را تحمل می کند مثلاً اگر قرار 100kV درست

کنیم باید حدوداً 12 تا سوئیچ را کنار هم بگذاریم تا همه را تحمل کنند این یکی از راه حل های است که به ولتاژ بالا دست

پیدا کنیم حالا اگر ولتاژ مثلاً 6kA را بخواهیم باید سه شاخه موازی 12 تایی درست کنیم تا به توان

100kV × 6kA = برسیم مشکل حالت قطع است اگر یک سوئیچ را قطع کنیم همه ولتاژ را می تواند تحمل کند.



فرض کنید یک سوئیچ چند نانو ثانیه از بقیه دیرتر قطع شود پس در این

فاصله تمام 12A روی سوئیچی که هنوز قطع نشده می افتد اگر دو تا سوئیچ دیرتر

قطع شوند روی هر کدام 6A ولتاژ واقع شود پس باید سنکرون کنیم که در تحمل

حدی است است و چون جریان نمی توانند قطع شوند طول عمرشان خیلی کم می شود.

توضیح بالا راجع به ولتاژ حالت قطع بود حالا اگر برای جریان حالت قطع بخواهیم در نظر بگیریم فرض کنیم

سوئیچ ها همه قطع بوده و جریان که فرمان می دهد سوئیچ ها وصل شود اما ممکن است که بسته شدن این سوئیچ ها همزمان

نباشد باعث می شود جریان عبوری از آن خیلی زیاد شود و باعث می شود جریان روی شاخه ای که زودتر وصل شود

بیفتد و سوئیچ ها نیز خراب می شوند

گاهی پیشنهاد می‌گردد که یک ترانسفورماتور ۱:۱ قرار دهیم که جریان را نشت کند اما سوئیچ وقتی خاموش

شده یعنی یک حالت مدار باز داریم پس جریانی از ترانس عبور نمی‌کند که خواهیم تقارن جریان داشته باشیم.

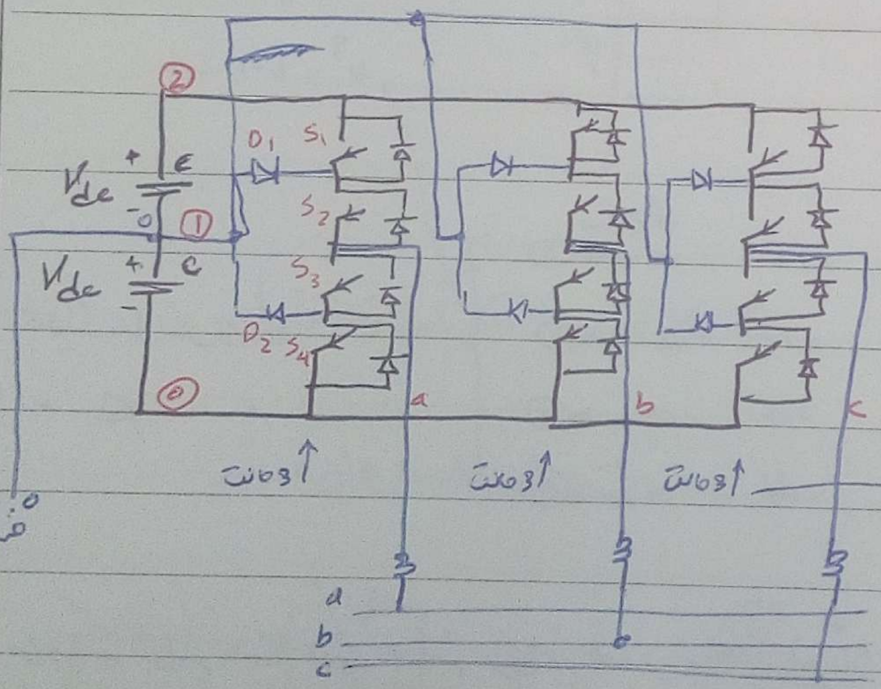
پس این روش منتفی است.

روش دوم: مبدل‌های چند سطحی multilenel converters

یعنی می‌توان هارمونیک‌های بالا را از روش اول استفاده می‌کنیم دیگر نمی‌رود روی مبدل‌های چند سطحی روش‌های

مختلفی در این زمینه گفته شده چند مثال پایین آوردیم از روش‌های مختلف چند سطحی:

* Diode-clamped converters:



Sa	sb	sc	
2	2	1	→ $\hat{V}_{\alpha\beta}$
1	1	0	→ $\hat{V}_{\alpha\beta}$

بردار ولتاژ یکسان تولید کند این دوتا یکی ریپلش کمتری است

حالت تولید داریم 27

هر کدام از این بار یک فاز است

اگر دیودهای آبی حذف شوند اتصالاتشان را به نقطه ۰ یا فاز صفر می‌گذاریم. این عملی که باعث می‌شود خروجی صورد

نقطه‌ها در مبدل را به نقطه ۰ اتصال دهد کل دیودها را می‌گویند.

1- S_1, S_2 : on , S_3, S_4 : off , $V_{ao} = V_{dc}$

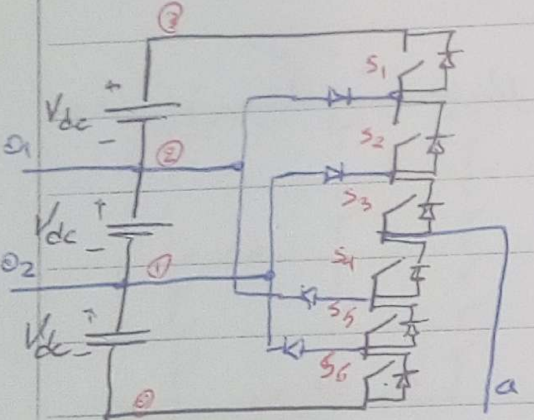
2- S_2, S_3 : on , S_1, S_4 : off , $V_{ao} = 0$ حالت کلمپ شدن

3- S_1, S_2 : off , S_3, S_4 : on , $V_{ao} = -V_{dc}$

به این مدار، مدار سه سطحی دیود کلمپ کننده می‌گویند.

حالا برای اینکه سطح‌ها را بیشتر کنیم (بالا ببریم) 3 تا V_{dc} می‌گذاریم. تعداد سوئیچ‌ها 6 تا می‌شود

مدار را برای یک فاز می‌کشیم.



در این حالت 64 حالت سوئیچینگ داریم

$4^3 = 64$ حالت

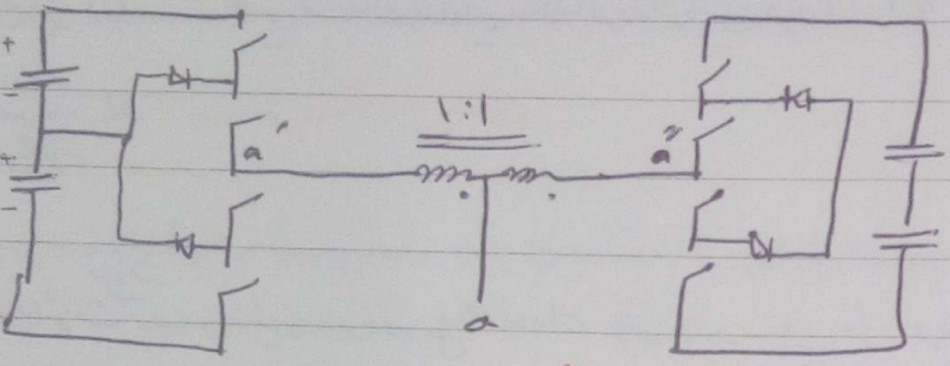
		متصل شود
S_1, S_2, S_3 : on	S_4, S_5, S_6 : off	a → ③
S_2, S_3, S_4 : on	... : off	a → ②
S_3, S_4, S_5 : on	... : off	a → ①
S_4, S_5, S_6 : on	... : off	a → ⓪

کلمپینگ اتفاق می‌افتد

برای اینکه نتوانیم خط صفر ایجاد کنیم می‌توانیم 4 فاز با 8 سوئیچ بگذاریم چون تعداد فازها زوج است باید یک بار صفر داشته باشد. این مدارها مشکل کلمپینگ صفر در دستگاه ایجاد می‌کنند چون سیم صفر می‌شود یک زمین ... ایجاد شود

[illegible] تا سطح ... سوئیچ‌ها داشته باشیم ... می‌شود ... سوئیچ را ... کرد

با تعداد کلیدهای کمتر ۵ سطح ایجاد کردیم

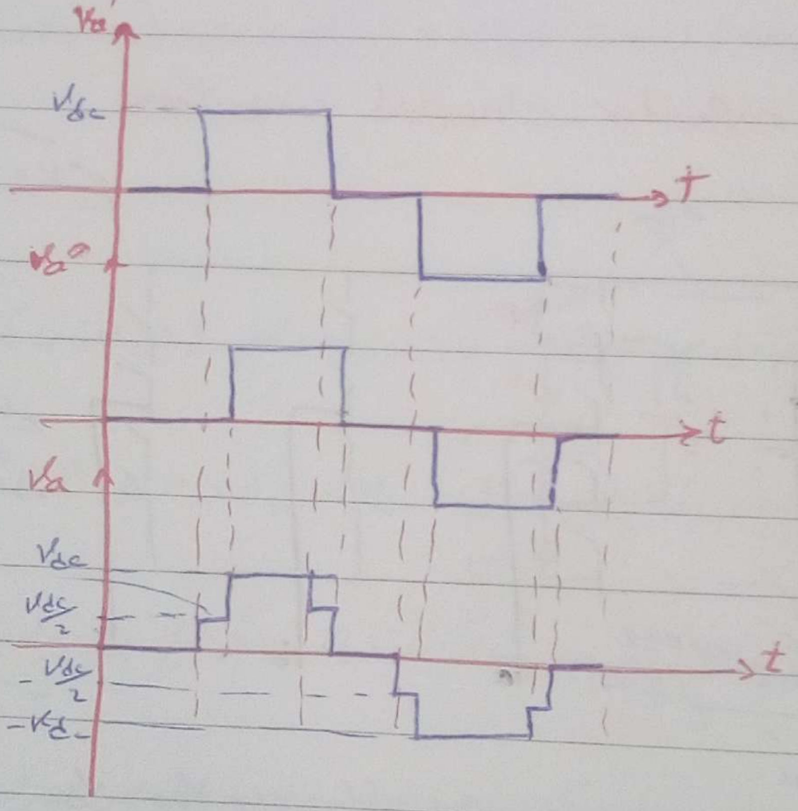


$V_a - V_{a'} = V_{a''} - V_a$

$V_a = \frac{V_{a'} + V_{a''}}{2}$

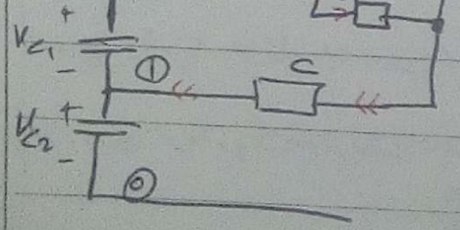
ما این را داریم

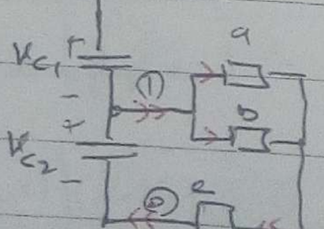
$\frac{V_{dc} + 0}{2} = \frac{V_{a'} + V_{a''}}{2}$



این مدار ولتاژی که تولید می‌کند یک ترکیب ۲ سطح Vdc است و از مبدل کمتری تولید کند

هرچه تعداد لول‌ها بیشتر می‌شه ریپل ولتاژهای ما هم بیشتر می‌شود و ما دنبال همین هستیم.





اسم مدار برای حالت 43

$S_a \; S_b \; S_c$

[redacted]

این دو ولتاژی که تولید می‌کند

مثل حالت اتفاق [illegible]

[illegible] شکل ① جریان داریم نقطه

ما خطا [illegible] شود اما در شکل ② داره ما بالانس [illegible]

IRNPOWER

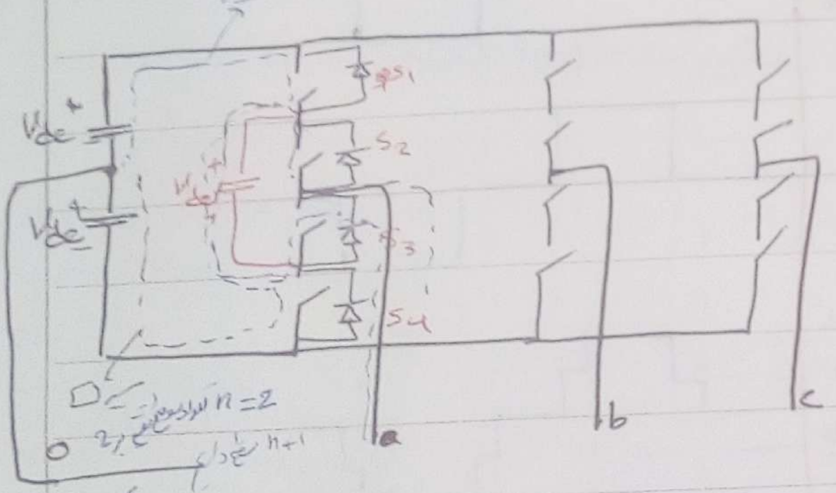
حسن این ریدانسی‌ها این است که می‌توانیم مثلاً اگر وکتا ۲ این بود از 1 یا 2 استفاده کنیم که تعادل جریان

و برعکس

چون اثرات ریورس ریکاوری (تلفات) دیود در clamping وجود دارد به جای آن از خازن استفاده می‌کنیم.

* capacitor-clamped converters:

دیودها برای دمنانز دیگر هم هستند چون شلوغ نشه نکشیدیم



سوئیچ‌های 2 و 3 نباید با هم روشن شوند چون خازن اتصال کوتاه می‌شود و سوئیچ 1 و 4 هم نباید روشن شوند هم چون یک سطح خازنی ایجاد می‌شود

(S_1, S_4)	(S_2, S_3)
1	1
1	0
0	1
0	0

فاز a بررسی کنیم

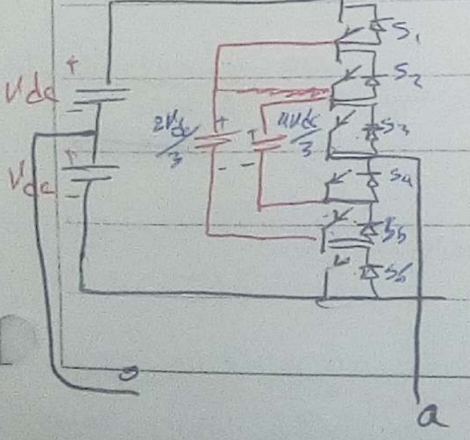
$S_1, S_2: on , S_3, S_4: off \longrightarrow V_{ao} = V_{dc}$

$S_2, S_4: on , S_1, S_3: off \longrightarrow V_{ao} = 0$

$S_1, S_3: on , S_2, S_4: off \longrightarrow V_{ao} = 0$

$S_3, S_4: on , S_1, S_2: off \longrightarrow V_{ao} = -V_{dc}$

برای گسترش به سطح بیشتر:



سوئیچ S_1 و S_2 نمی‌توانند با هم روشن شوند چون سطح خازنی و S_2 و S_5 هم همچنین سطح خازنی و S_3 و S_4 هم نمی‌توانند با هم روشن شوند.

(S_1, S_6)	(S_2, S_5)	(S_3, S_4)	V_{ao}
1	1	1	V_{dc}
⋮	⋮	0	$-\frac{V_{dc}}{3}$
⋮	⋮	⋮	$\frac{5V_{dc}}{3}$
0	0	0	⋮

YASHIA

$$n = \frac{\text{تعداد سوئیچ ها}}{2}$$

پیشنهادی که هست اگر $n=3$ باشد به k تعریف می‌کنیم $k=1,2,\dots,k-1$

$\frac{2V_{dc}}{n}k$ ⟵ برای مقادیر خازن کلمپ

کلمپ خازنی نسبت به دیودی این است که ناپایداری بعد از تعداد ۵ وصل شود و مسائل مربوط به دیودها که تعداد دیودها زیاد بود

وجود ندارد و مزیت دیگر اینکه هر نقطه صفر وجود دارد برخلاف کلمپ دیودی که وقتی ... داشتیم نقطه

خنثی نداشتیم.

اما اشکال عمده این است که ولتاژ خازن های کلمپ را خیلی سخت می‌شود روی $\frac{2V_{dc}}{3}$, $\frac{4V_{dc}}{3}$ ثابت نگه داشت

حالا اینجا مجبوریم ولتاژ خازن ها این $4V_{dc}$ است ولتاژ خروجی P-P آن تقریباً $3V_{dc}$ و این که محدود است

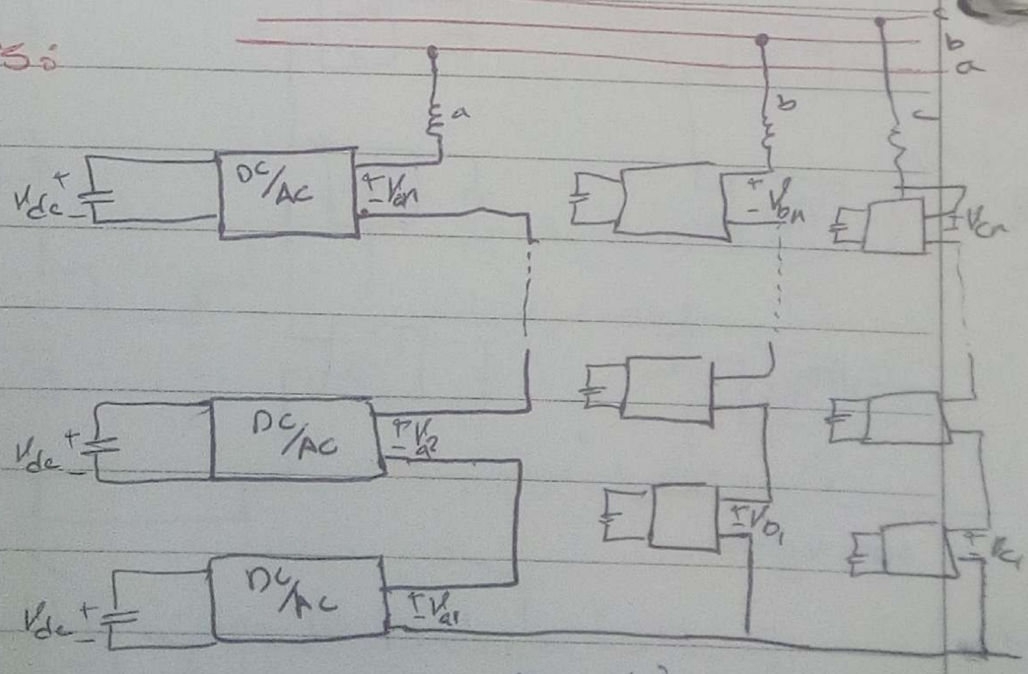
حالا اگر بخواهیم در یک مدار ولتاژ نقطه را ثابت نگه داریم تعداد ریپل هایش باید زیاد باشد در کلمپ خازنی حالا اینجا

تعداد سوئیچ ها را زیاد کنیم در کل ریپل ها هم زیاد ... در این صورت راندمان خوب نیست.

* Cascaded converters:

$$V_a = \sum_{j=1}^{n} V_{aj}$$

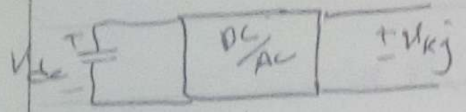
$$V_k = \sum_{j=1}^{n} V_{kj} \quad k=a,b,c$$

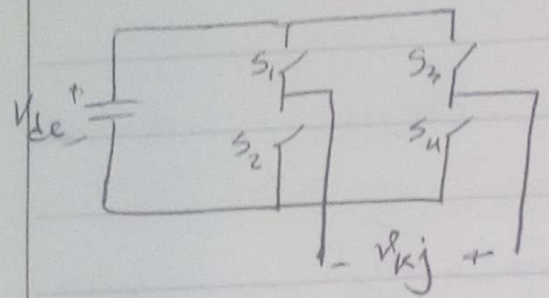


$4n$ سوئیچ داریم

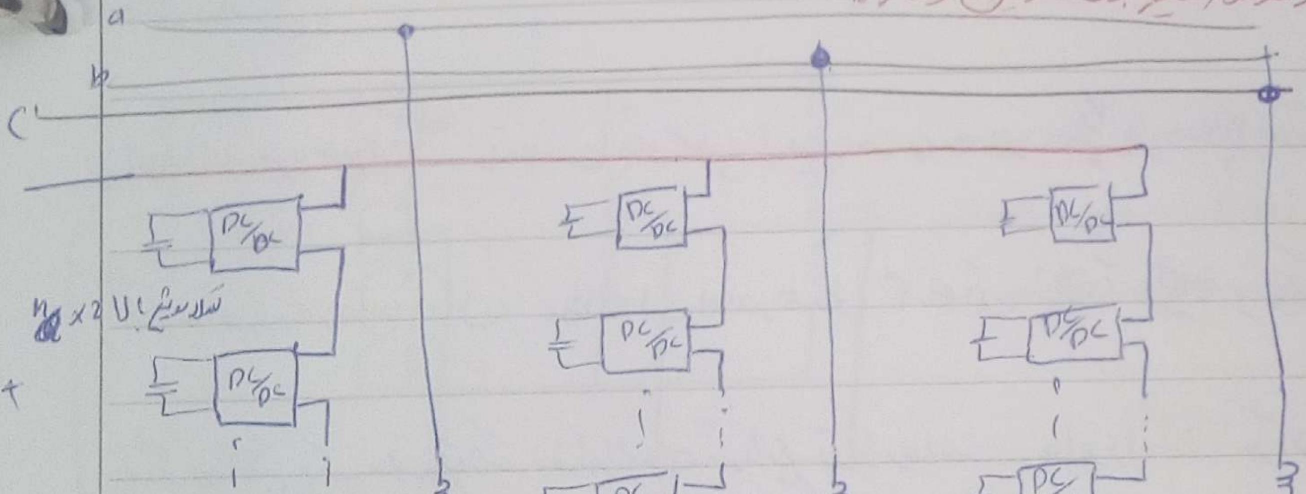
YASHA

IRNPOWER





یک ساختار مرسوم دیگر برای افزایش ولتاژ



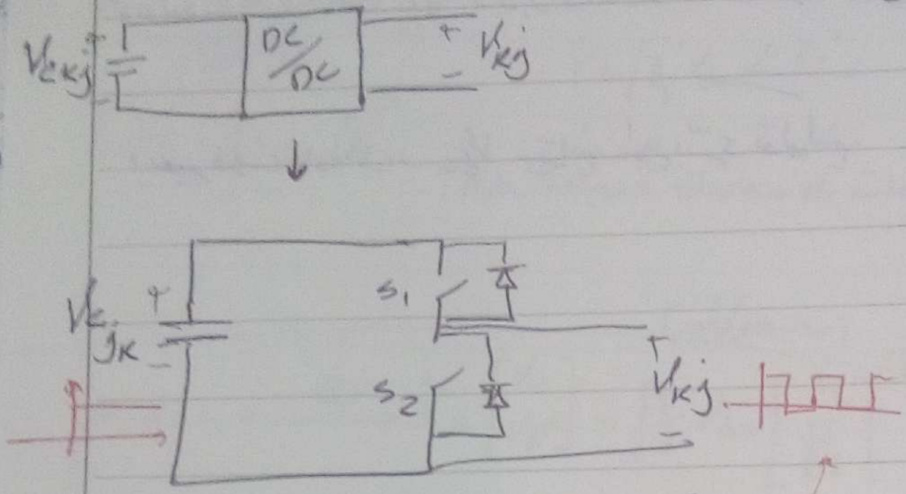
4n تعداد سوئیچ ها

ساختارها mmc گفته می‌شود به خاطر اینکه قسمت ac ای ولتاژ ثابت تولید می‌کند و قسمت ac الکترونیکی

modular multilevel converter

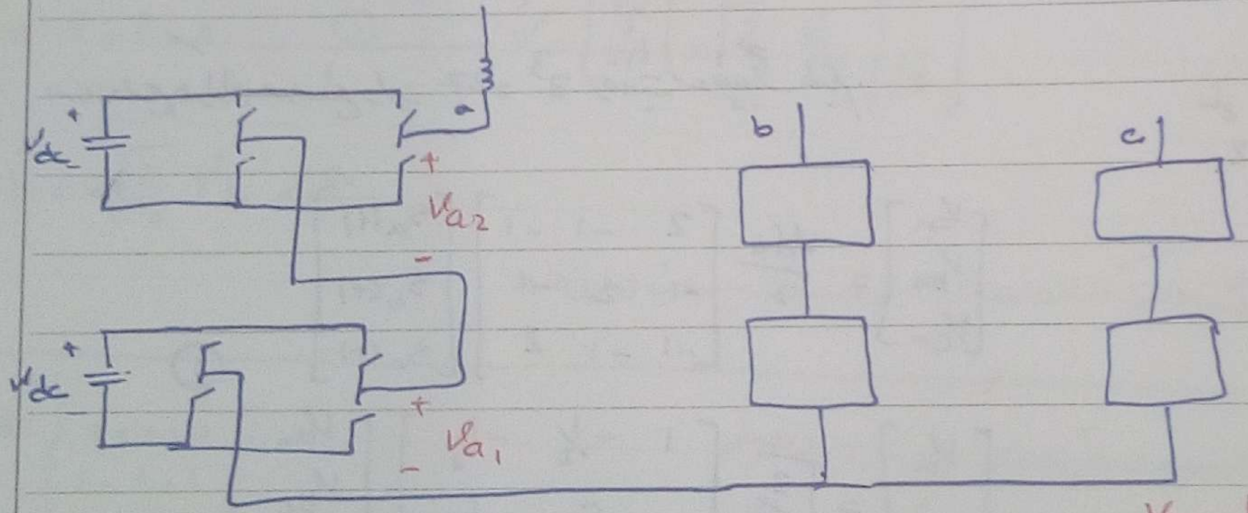
IRNPOWER

هر کدام از این DC-DC های فرم زیر است:

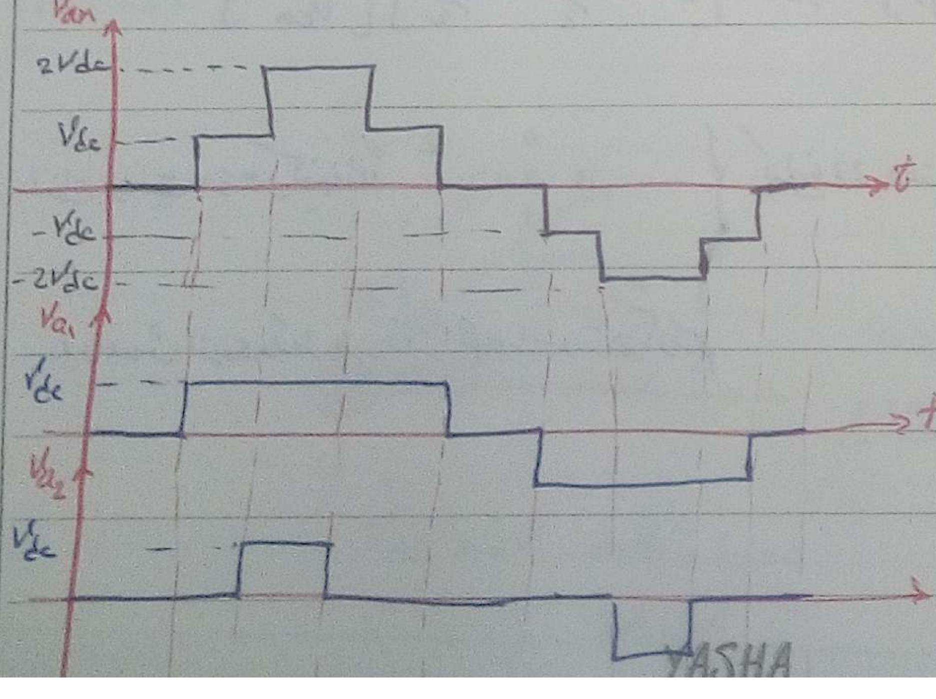


$S_1=1 , S_2=0 \longrightarrow V'_{kj} = V'_{ckj}$

$S_1=0 , S_2=1 \longrightarrow V'_{kj} = 0$



$V_{an} = V_{a_1} + V_{a_2}$

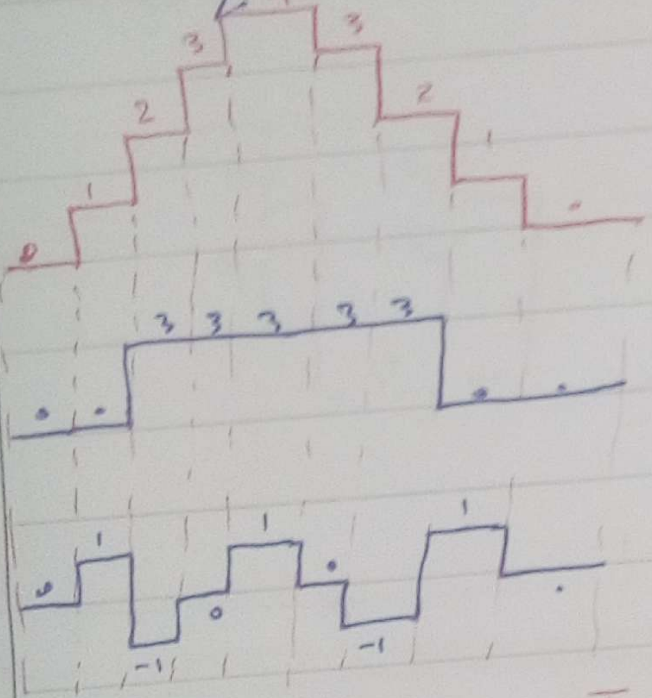


در یک سیکل 8 بار تغییر وضعیت داده پس
تلفات سوئیچینگ در مبدل ها نقصان چیزی است
که شکل اصلی نشان رو دهد.

در یک سیکل 4 بار تغییر وضعیت -

Year. Month. Date. Subject.

تمام حالات خازن های V_{dc} را برابر هم گذاریم مثلا در صورتی که یکی از خازن ها $2V_{dc}$ باشد داریم:



با تغییر ظرفیت های خازن در V_{dc} می توانیم سطوح بیشتری تولید کنیم.

روش مدولاسیون برای سه سطحی ها: (Three-Level SVM)

سه فاز داریم هر کدام سه سطح دارد $3^3 = 27$ وضعیت سوئیچینگ داریم.

سطح سطح سطح

$$\begin{cases} a: 0, 1, 2 \\ b: 0, 1, 2 \\ c: 0, 1, 2 \end{cases}$$

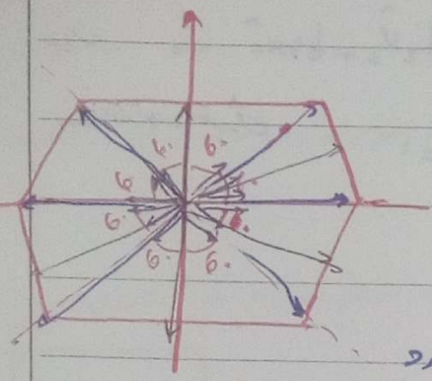
$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a(t) \\ S_b(t) \\ S_c(t) \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix}$$

انواع وضعیت ها رسم می کنیم مثلاً $\begin{matrix} 2 \\ 1 \\ 1 \end{matrix}$ ، $\begin{matrix} 0 \\ 1 \\ 1 \end{matrix}$ تا ... } که این 27 حالت می شود پس به جای (t) که داریم ولتاژ سه فاز به دست

می آید سپس از روی ولتاژ ها ولتاژ $\alpha\beta$ را به دست می آوریم

IRNPOWER



$\ast\ 1,1,0 \xrightarrow{(1)} \hat{V} = \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}}\, V_{dc} \begin{bmatrix} 1/2 \\ \sqrt{3}/2 \end{bmatrix}$

$\hat{V} = \sqrt{\frac{2}{3}}\, V_{dc} \angle 60^\circ$

12 تا بردار مثل همین داریم که اندازه هاشان یکسان است ولی فازهایشان 60 درجه اختلاف دارد

12 بردارات که دوبه دو در یک راستا هستند. (بردارهای کوچک)

$\ast\ 2,1,0 \xrightarrow{(1)} \hat{V} = \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}}\, V_{dc} \begin{bmatrix} 3/2 \\ \sqrt{3}/2 \end{bmatrix}$

$\hat{V} = \sqrt{2}\, V_{dc} \angle 30^\circ$

6 تا بردار متوسط داریم که اندازه هایشان برابر است اما زوایایشان با هم فرق دارد

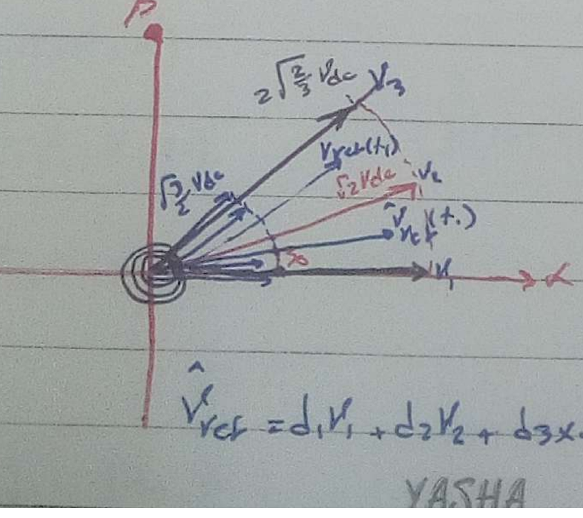
$\ast\ 2,2,0 \xrightarrow{(1)} \hat{V} = \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}}\, V_{dc} \begin{bmatrix} 1 \\ \sqrt{3} \end{bmatrix}$

$\hat{V} = 2\sqrt{\frac{2}{3}}\, V_{dc} \angle 60^\circ$

6 تا بردار بزرگ داریم که اندازه هایشان یکی است ولی زاویه هایشان فرق دارد

$\ast \begin{cases} 0,0,0 \\ 1,1,1 \\ 2,2,2 \end{cases}$

سه تا بردار صفر هم داریم که روی مبدا هستند



$\hat{V}_{ref} = \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \xrightarrow{(1)}$

بردار رفرنس داریم که اگر روی هیچ کدام از بردارها نیفتد لذا باید بردار رفرنس را باید با دو بردار دیگر بسازیم

$\hat{V}_{ref} = d_1 V_1 + d_2 V_2 + d_3 \times 0$

Subject. 52

$\hat{V}_1 \quad \hat{V}_2 \quad \hat{0}$

$T_1 \qquad T_1+T_2 \qquad T_S = T_1+T_2+T_3$

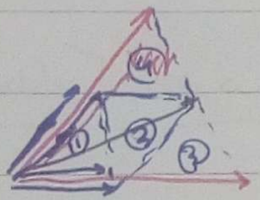
$\frac{T_1}{T_S} = d_1 \qquad \frac{T_2}{T_S} = d_2 \qquad \frac{T_3}{T_S} = d_3$

$$t_0 \begin{cases} \hat{V}_{ref} = d_1 \hat{V}_1 + d_2 \hat{V}_2 + d_3 \times \hat{0} \\ d_1 + d_2 + d_3 = 1 \end{cases}$$

بردار صفر ←

سه معادله سه مجهول

$$t_1 \begin{cases} \hat{V}_{ref}(t_1) = d_1 \hat{V}_2 + d_2 \hat{V}_3 + d_3 \times \hat{0} \\ d_1 + d_2 + d_3 = 1 \end{cases}$$



مثلاً V_{ref} در مثلث 4 قرار گرفته است که مثلث 4 سه راس که سه بردار کوچک یک راس هم متوسط و یک راس هم بزرگ دارد

برای مثلث 3 هم همینطور است یعنی هر زمان در هر لحظه همینطور سه بردار داریم از بردارهایی که در رئوس مثلث هست می‌تواند خروجی را پیاده سازی کند اگرچه در یک راستا بودن مستقل خطی نفی شده چون در یک راستا نیست مشکل خطا است می‌توان وارون را پیاده سازی کرد

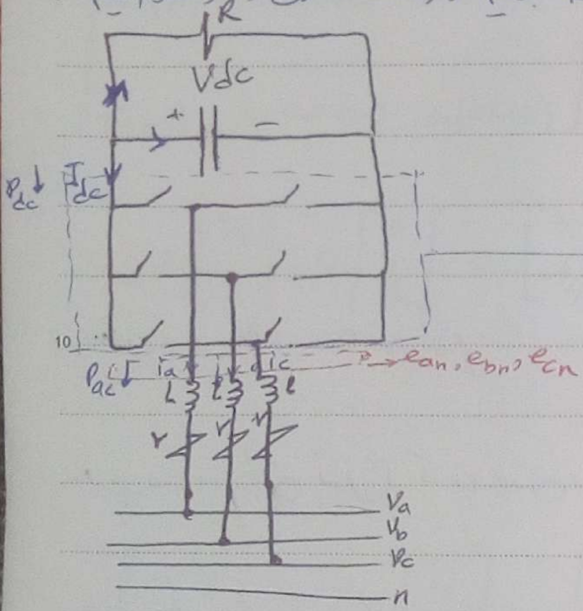
IRNPOWER

فصل جدید: مدلسازی STATCOM

- Modeling STATCOM:

مدلسازی خوب است که ۱- بتوانیم با آن مدل کنترل انجام بدیم مثلاً با کنترل طول عمر و قابلیت اطمینان و اتلافات پذیری را زیاد کنه

2- اول مدلسازی باید بتواند در طراحی به ما کمک کند مثلاً مدل ما جوری باشه که بتونیم اندازه سلف، خازن و ... را معلوم کنیم.



تلفات سمت DC با R مدل میشود و در سمت AC تلفات را با r مدل کردیم.

فعلاً سوئیچ ها را ایده آل در نظر می گیریم.

و به عنوان یک مدل فعلاً بخش نشان می کنیم و فرض می کنیم حالت گذرا اهمیتی ندارد.

جریان ها جریان های متعادلی است و یک سیستم سه فازی است که متقارن است.

ارتباط بین DC, AC را از تبدیل پارک استفاده می کنیم.

فرض می کنیم ولتاژها به صورت روبرو باشد

$$\begin{cases} V_{an} = V_m \cos(\omega t + \theta) \\ V_{bn} = V_m \cos(\omega t + \theta - 120) \\ V_{cn} = V_m \cos(\omega t + \theta + 120) \end{cases} \leftarrow \text{ولتاژ شبکه}$$

برای ولتاژ خروجی مبدل که سری فوریه دارد که ما فاندامنتال را فقط در نظر می گیریم چون فرکانس های بالا با سلف حذف می شوند:

~~فاندامنتال~~:

فاندامنتال

$$\begin{cases} e_{an} = K V_{dc} \cos(\omega t + \theta + \alpha) \\ e_{bn} = K V_{dc} \cos(\omega t + \theta + \alpha - 120) \\ e_{cn} = K V_{dc} \cos(\omega t + \theta + \alpha + 120) \end{cases} \leftarrow \text{ولتاژ خروجی مبدل}$$

K وابسته به نوع مدولاسیون است که به کار می بریم.

بین ولتاژ خروجی شبکه و ولتاژ خروجی مبدل KVL می نویسیم

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + r \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_a - V_a \\ e_b - V_b \\ e_c - V_c \end{bmatrix}$$

PAPCO

در رابطه صفحه قبل ۳ تا متغیر داریم که دو تا شون مستقل خطی هستند و چون متقارن است $i_a+i_b+i_c=0$

از تبدیل پارک استفاده می کنیم که سه فاز ac را به DC و برعکس تبدیل می کنیم.

$$T=\begin{bmatrix}\cos(\omega t) & \cos(\omega t-120) & \cos(\omega t+120)\\ \sin(\omega t) & \sin(\omega t-120) & \sin(\omega t+120)\end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix}i_d\\ i_q\end{bmatrix}=T\begin{bmatrix}i_a\\ i_b\\ i_c\end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix}e_d-V_d\\ e_q-V_q\end{bmatrix}=T\begin{bmatrix}e_a-V_a\\ e_b-V_b\\ e_c-V_c\end{bmatrix}$$

با این تبدیل AC را به DC تبدیل کردیم.

هر چی نسبت به فرکانس تبدیل T که ω هست مشخص می شود اگر ما عدم تعادل داشته باشیم یعنی مولفه منفی داشته باشیم با فرکانس

با تبدیل جمع می شود و یک فرکانس دو برابری در حالت DC ظاهر می شود.

$$L\frac{d}{dt}T\begin{bmatrix}i_a\\ i_b\\ i_c\end{bmatrix}+rT\begin{bmatrix}i_a\\ i_b\\ i_c\end{bmatrix}=T\begin{bmatrix}e_a-V_a\\ e_b-V_b\\ e_c-V_c\end{bmatrix}$$

$$\underbrace{\left(L\frac{d}{dt}T\right)\begin{bmatrix}i_a\\ i_b\\ i_c\end{bmatrix}}_{①}+\underbrace{LT\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}i_a\\ i_b\\ i_c\end{bmatrix}}_{②}+r\begin{bmatrix}i_d\\ i_q\end{bmatrix}=\underbrace{\begin{bmatrix}e_d-V_d\\ e_q-V_q\end{bmatrix}}_{③}$$

i_d و i_q متغیرهای حالت هستند ... در بخش dc هم V_{dc} را به عنوان متغیر حالت در نظر می گیریم بنابراین سه متغیر حالت داریم

$$① \quad L\omega\begin{bmatrix}-\sin(\omega t) & -\sin(\omega t-120) & -\sin(\omega t+120)\\ \cos(\omega t) & \cos(\omega t-120) & \cos(\omega t+120)\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_a\\ i_b\\ i_c\end{bmatrix}=L\begin{bmatrix}\omega i_q\\ \omega i_d\end{bmatrix}$$

$$② \quad LT\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}i_a\\ i_b\\ i_c\end{bmatrix}=L\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}i_d\\ i_q\end{bmatrix}$$

IRNPOWER

$$③:\ T\begin{bmatrix} e_a - V_a \\ e_b - V_b \\ e_c - V_c \end{bmatrix} = T\begin{bmatrix} \overbrace{\left(kV_{dc}\cos(\theta+\alpha) - V_m\cos(\theta)\right)}^{A}\cos(\omega t) - \sin(\omega t)\overbrace{\left(kV_{dc}\sin(\theta+\alpha) - V_m\sin\theta\right)}^{B} \\ A\cos(\omega t-120) - B\sin(\omega t-120) \\ A\cos(\omega t+120) - B\sin(\omega t+120) \end{bmatrix}$$

$$\frac{2}{3}\begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t-120) & \cos(\omega t+120) \\ \sin(\omega t) & \sin(\omega t-120) & \sin(\omega t+120) \end{bmatrix}\left(A\begin{bmatrix}\cos(\omega t)\\ \cos(\omega t-120)\\ \cos(\omega t+120)\end{bmatrix} - B\begin{bmatrix}\sin(\omega t)\\ \sin(\omega t-120)\\ \sin(\omega t+120)\end{bmatrix}\right)$$

$$= A\begin{bmatrix} 3/2 \\ 0 \end{bmatrix} - B\begin{bmatrix} 0 \\ 3/2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2}A \\ -\frac{3}{2}B \end{bmatrix}$$

حالا به جای ① و ② و ③ اونکه به دست آوردیم داریم:

$$L\begin{bmatrix} -\omega i_q \\ \omega i_d \end{bmatrix} + L\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + r\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2}A \\ -\frac{3}{2}B \end{bmatrix}$$

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{-r}{L}\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -\omega i_q \\ \omega i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{3}{2L}\left(kV_{dc}\cos(\theta+\alpha) - V_m\cos\theta\right) \\ -\frac{3}{2L}\left(kV_{dc}\sin(\theta+\alpha) - V_m\sin\theta\right) \end{bmatrix}$$

①, ②

متغیرهای حالت ما $\begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix}$ هستند.

KCL در شکل
صفحه 53 $\longrightarrow C\frac{d}{dt}V_{dc} + \frac{V_{dc}}{R} + I_{dc} = 0$

چون سوئیچ‌ها تلف ندارند $\longrightarrow P_{dc} = P_{ac} \longrightarrow V_{dc}I_{dc} = e_d i_d + e_q i_q$

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = T\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2}kV_{dc}\cos(\theta+\alpha) \\ -\frac{3}{2}kV_{dc}\sin(\theta+\alpha) \end{bmatrix}$$

$$V_{dc}I_{dc} = \frac{3}{2}kV_{dc}\cos(\theta+\alpha)i_d - \frac{3}{2}kV_{dc}\sin(\theta+\alpha)i_a$$

IRNPOWER

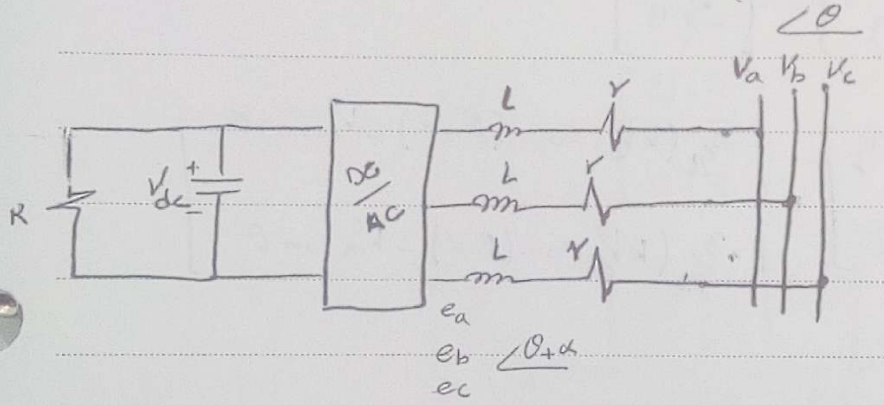
$$\dots \frac{}{RC} - \frac{3k}{2c}\cos(\theta+\alpha)\, i_d + \frac{3}{2c} k \sin(\theta+\alpha)\, i_q$$

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ V_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & \omega & \frac{3k}{2L}\cos(\theta+\alpha) \\ -\omega & -\frac{r}{L} & -\frac{3k}{2L}\sin(\theta+\alpha) \\ \frac{-3k}{2c}\cos(\theta+\alpha) & \frac{3k}{2c}\sin(\theta+\alpha) & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ V_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{3}{2L} V_m \cos\theta \\ \frac{3}{2L} V_m \sin\theta \\ 0 \end{bmatrix}$$

$\dot{x}$, A , x , bu

$$\dot{X} = AX + bu$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & \omega & \frac{3k}{2L}\cos(\alpha+\theta) \\ -\omega & -\frac{r}{L} & \frac{-3k}{2L}\sin(\alpha+\theta) \\ \frac{k}{2c}\cos(\alpha+\theta) & \frac{3k}{2c}\sin(\theta+\alpha) & -\frac{1}{Rc} \end{bmatrix}, \quad bu = \begin{bmatrix} -\frac{3}{2L} V_m \cos\theta \\ \frac{3}{2L} V_m \sin\theta \\ 0 \end{bmatrix}$$



ما برای انتقال یک توان بزرگ از اختلاف فاز استفاده می کنیم و از اشکال دیگر برای انتقال توان استفاده نمی کنیم.

$\dot{X} = f(X, u)$ ($u \leftarrow \alpha$) پارامتر کنترلی در این سیستم α است که یک دستگاه معادلات حالت غیرخطی واقع شده است

برای نرمالیزه کردن باید برحسب پریونیت صحبت کنیم مقادیر مبنا را Z_b و S_b و I_b و V_b بدین صورت تعریف کردیم.

$$X = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ V_{dc} \end{bmatrix} \xrightarrow{\text{پریونیت}} X = \begin{bmatrix} i_d' \\ i_q' \\ V_{dc}' \end{bmatrix}_{Per}, \quad r' = \frac{r}{Z_b}, \quad L' = \frac{L\omega}{Z_b}, \quad c' = \frac{\frac{1}{c\omega}}{Z_b}$$

PAPCO

$$\frac{1}{Rc} = \frac{1}{R' Z_b \cdot \frac{1}{c'\omega Z_b}} = \frac{1}{R'c'\omega}$$

مثلاً برای پریونیت r/L داریم:

$$\frac{r}{L} = \frac{r' Z_b \omega}{L' Z_b} = \frac{r'\omega}{L'}$$

اگر بخواهیم معادلات حالت را بسط دهیم داریم:

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{-r}{L} i_d + \omega i_q + \frac{3k}{2L}\cos(\theta+\alpha) V_{dc} - \frac{3V_m}{2L}\cos\theta$$

پریونیت

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{i_d}{i_b}\right) = \frac{-r'\omega}{L'}\frac{i_d}{i_b} + \omega\frac{i_q}{i_b} + \frac{3k\omega}{2L' Z_b}\cos(\theta+\alpha)\frac{V_{dc}}{i_b}\frac{V_b}{V_b} - \frac{3V_m\omega}{2L' Z_b}\frac{\cos\theta}{i_b}\frac{V_b}{V_b}$$

$$\rightarrow \frac{di_d'}{dt} = \frac{-r'\omega}{L'} i_d' + \omega i_q' + \frac{3k\omega}{2L'}\cos(\theta+\alpha) V_{dc}' - \frac{3\omega}{2L'} V_m' \cos\theta$$

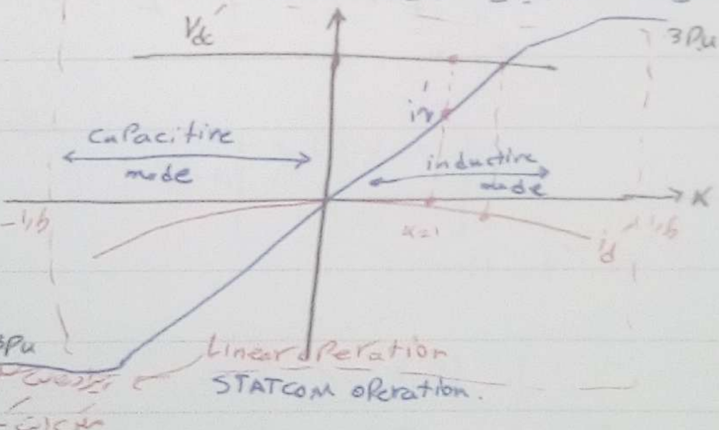
شبیه این کار را برای بقیه انجام می‌دهیم در آخر ماتریس A به صورت زیر خواهد شد.

$$A' = \begin{bmatrix} -\frac{r'\omega}{L'} & \omega & \frac{3k\omega}{2L'}\cos(\theta+\alpha) \\ -\omega & \frac{-r'\omega}{L'} & \frac{-3k\omega}{2L'}\sin(\theta+\alpha) \\ -\frac{3}{2}c'k\omega\cos(\theta+\alpha) & \frac{-3kc'}{2}\sin(\theta+\alpha) & \frac{-c'\omega}{R'} \end{bmatrix}, \quad (bu)' = \begin{bmatrix} \frac{-3V_m'}{2L'}\cos\theta \\ \frac{3V_m'}{2L'}\sin\theta \\ 0 \end{bmatrix}$$

این ماتریس بر اساس پریونیت نرمالیزه شده است.

$$\begin{cases} \dot{x}' = A'x' + (bu)' \\ y = x \end{cases}$$

فرض می‌کنیم خروجی همان x است



ناحیه حالت خطی ... در ناحیه خطی ... حالات اما اگر از نقطه ... خارج شود ممکن است ... دیگر حالت خطی نداشته باشد. پس یعنی این سیستم ما در محدوده ... α تغییرات کوچک داشته باشد ... خطی ... داریم

این عدد در این حالت دائمی است. یعنی اینجا ما یک نقطه کار در نظر گرفتیم مثلاً $\alpha = 1$ درجه. به ازای α یک درجه این دستگاه را حل کردیم

سپس نقطه برای متغیرهای حالت به دست آوردیم و علامت گذاری کردیم بعد α را تغییر دادیم و دوباره دستگاه را حل کردیم، همین طور به ترتیب تا خود را بالا

که این نقطه علامت گذاشته به دست می‌آید که V_{dc}' بالا ارائه حالت خطی ... در محدوده اوکی ... این ترازی سلف است

با مولفه اکتیو iq با مولفه اکتیو در Vdc هم دخالت dc است.

اگر دقت کنید در هر دو مدل سلف های مقدار id منفی است زیرا STATCOM به اندازه تلفات سوئیچ ها و مقاومت هایی که دارد از شبکه توان اکتیو جذب می کند چون در سمت dc منبع تولید توان اکتیو ندارد.

با توجه به نمودار SVC نمودار STATCOM محدودیت کمتری دارد اینها بخاطر لینک DC

با اینکه α متغیر خطی است ولی فرض می کنیم خطی است و از $\det(\lambda I - A')=0$ مقادیر ویژه ماتریس را حساب می کنیم مقادیر زیر به دست می آید

$$\lambda^3 + a_1\lambda^2 + a_2\lambda + a_3 = 0$$

$$\begin{cases} a_1 = \dfrac{2r'\omega}{L'} + \dfrac{\omega c'}{R'} \\ a_2 = \dfrac{r'\omega}{L'}\left(\dfrac{R'\omega}{L'} + \dfrac{2\omega c'}{R'}\right) + \omega^2 + \dfrac{3}{2}\,\dfrac{k^2\omega^2 c'}{L'} \\ a_3 = \dfrac{\omega^3 c'}{R'}\left(1 + \dfrac{r'^2}{L'^2}\right) + \dfrac{3}{2}\,\dfrac{k^2\omega^3 c' r'}{L'^2} \end{cases}$$

در این سه بخش اثری از α نیست یعنی هر شرایطی در کدام نقطه کار داریم λ را به دست می آوریم و یکی از مزیت های این STATCOM این است که در حالت گذرا ربطی به پارامترهای کنترلی ندارد.

Example: $L' = 0.15\ P.u.$

$\lambda_1 = -23.8$

$C' = 0.88\ P.u$

$\lambda_{2,3} = -15.4 \pm j\,14.83$

$K = \frac{4}{\pi}$

$V' = 0.101\ P.u$

R هست که چون R نفی است مقاومت بزرگ است.

$R' = \frac{100}{K}\ P.u$

$\omega = 120\pi$

معمولاً برای خطی سازی به ورودی کاری ندارند

$[x_1, x_2 \dots x_n]^t$

$\dot{x} = f(x, u)$ (u → α)

اگر این دستگاه را بخواهیم خطی کنیم

در کنترل به شرطی می‌توان سیستم را خطی کنیم که بتوانیم به صورت ریز و جدا سازی کنیم. شرط لازم اما کافی نیست.

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x,u) = g(x)\,h(u) \\ y = h(x,u) \end{cases}$$

حال می‌خواهیم حول نقطه‌های x^*, u^* خطی سازی کنیم

$\Delta x = x - x^*$, $\Delta u = u - u^*$

$$\begin{cases} \dot{\Delta x} = A\Delta x + B\Delta u \\ \Delta y = C\Delta x + D\Delta u \end{cases}$$

$$A = \left[\frac{\partial f(x,u)}{\partial x}\right]_{\substack{x = x^* \\ u = u^*}}$$

$$B = \left[\frac{\partial f(x,u)}{\partial u}\right]_{\substack{x = x^* \\ u = x^*}}$$

$$C = \left[\frac{\partial h(x,u)}{\partial x}\right]_{\substack{x = x^* \\ u = u^*}}$$

$$D = \left[\frac{\partial h(x,u)}{\partial u}\right]_{\substack{x = x^* \\ u = u^*}}$$

PAPCO

$$\begin{cases} \dot{X} = M(u)X = f(x,u) \\ y = X = h(x,u) \\ u = \alpha \end{cases}, \quad M(u=\alpha) = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & \omega & c_1\cos(\theta+\alpha) \\ -\omega & -\frac{r}{L} & c_2\sin(\theta+\alpha) \\ c_3\cos(\theta+\alpha) & c_4\sin(\theta+\alpha) & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}$$

نقطه کار

$$X = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ V_{dc} \end{bmatrix}, \quad X^* = \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \\ V_{dc}^* \end{bmatrix}, \quad \Delta X = X - X^*$$ حول نقطه کار را در نظر گرفتیم

در کنترل یک قانون است که اگر یک تابع حاصلضرب دو تابع مستقل از هم است می‌توانیم این سیستم را خطی کنیم.

$$\Delta\dot{X} = A\Delta X + B\Delta u$$

~~$\Delta X = X - X^*$ حول نقطه کار را در نظر گرفتیم~~

$$A = \left[\frac{\partial f}{\partial X}\right]_{X^*,u^*} = \left[\frac{\partial M(u)X}{\partial X}\right]_{X^*,u^*} = M(u)\Big|_{u^*} = M(\alpha^*)$$

$$B = \left[\frac{\partial f}{\partial u}\right]_{X^*,u^*} = \left[\frac{\partial M(u)X}{\partial u}\right]_{X^*,u^*} = \left[\frac{\partial M(u)}{\partial u}\right]_{u^*} \cdot \left[X\right]_{X^*}$$

$$= \begin{bmatrix} 0 & 0 & -c_1\sin(\theta+\alpha^*) \\ 0 & 0 & c_2\cos(\theta+\alpha^*) \\ -c_3\sin(\theta+\alpha^*) & c_4\cos(\theta+\alpha^*) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \\ V_{dc}^* \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} -c_1\sin(\theta+\alpha^*)V_{dc}^* \\ c_2\cos(\theta+\alpha^*)V_{dc}^* \\ -c_3\sin(\theta+\alpha^*)i_d^* + c_4\cos(\theta+\alpha^*)i_q^* \end{bmatrix}$$

$$C = \left[\frac{\partial h(x,u)}{\partial x}\right]_{x^*,u^*} = \left[\frac{\partial x}{\partial x}\right]_{x^*,u^*} = 1$$

$$D = \left[\frac{\partial h(x,u)}{\partial u}\right]_{x^*,u^*} = 0$$

PAPCO

$$(\dot{x}-\dot{x}^*) = A(x-x^*) + B(\alpha-\alpha^*)$$

$$\dot{x} = Ax + B\alpha$$

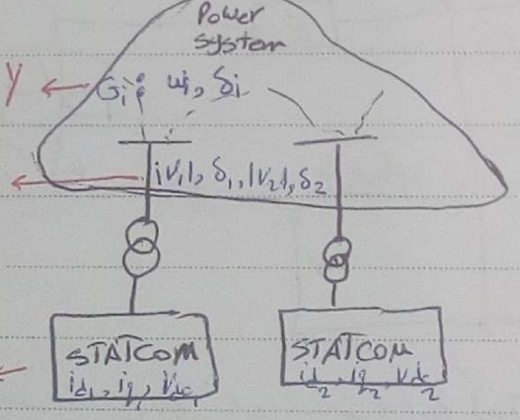
ماتریس A همان ماتریس M است فقط α تبدیل شده به α^* پس مقادیر ویژه هایشان هم با هم برابر است.

$$\det(\lambda I - M(\alpha^*)) = 0$$

$$\det(\lambda I - M(\alpha)) = 0$$

} جوابهایشان که خواسته گردشیت قدم به دست آوردیم ..

فرض کنید یک سیستم قدرت داریم که ماشین های مختلفی دارد.



یک سری متغیرهای حالت داریم مانند ω_i , δ_i که مربوط به ژنراتورها هستند

برای هر کدام از STATCOM ها هم سه متغیر حالت داریم V_{dc} و i_q و i_d

δ_2 , $|V_2|$, δ_1 , $|V_1|$: روابط جبری مانند پخش بار و روش نیوتن رافسون و غیره

به دست می‌آید. پس در کل سه دسته معادله داریم.

$$\begin{cases} \dot{y} = f(y, z) \\ \dot{x} = g(x, z) \\ 0 = h(x, y, z) \end{cases} \longrightarrow \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{y} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{statcom} & 0 & B \\ 0 & A_{gen} & C \\ D_1 & D_2 & D_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix}$$

ما می‌توانیم Z را حذف کنیم اگر $Z = -D_3^{-1}(D_1 x + D_2 y)$ را در معادله بالا جایگذاری کنیم:

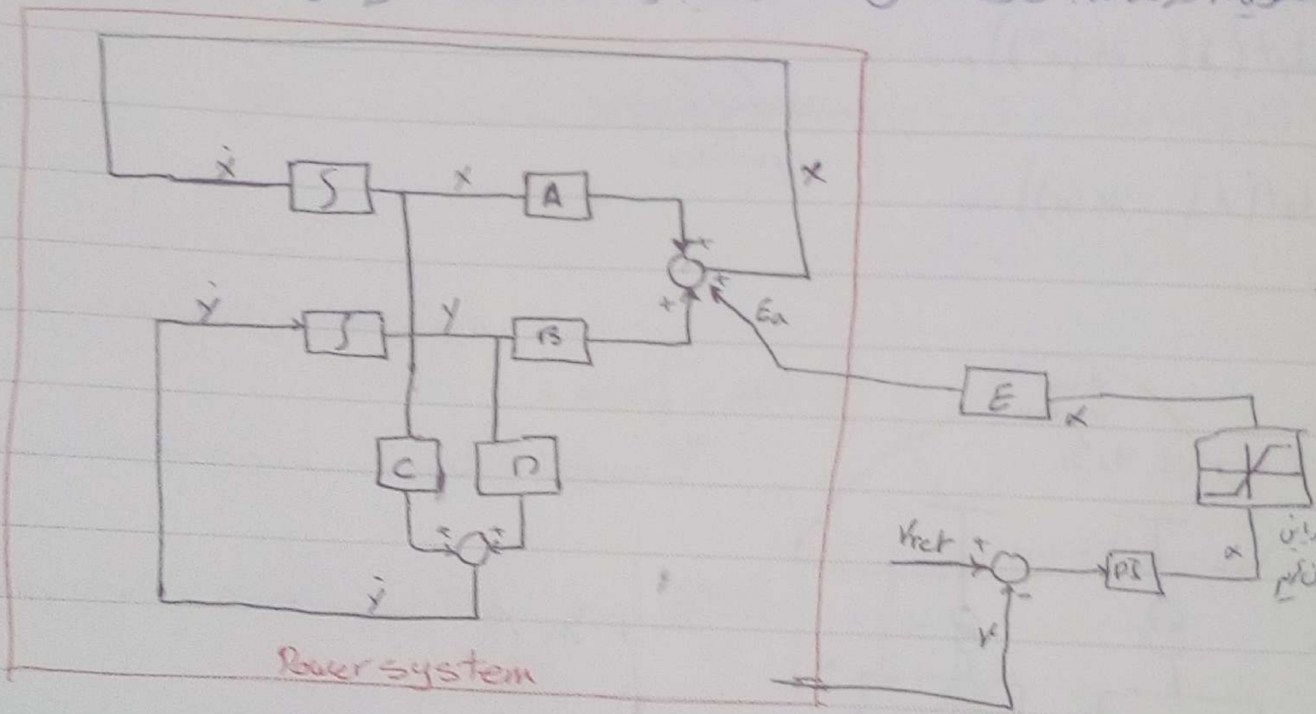
$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underbrace{A_{statcom} - D_3^{-1} D_1}_{A_{xx}} & \underbrace{-D_3^{-1} D_2}_{B_{xy}} \\ \underbrace{-D_3^{-1} D_1}_{B_{yx}} & \underbrace{A_{gen} - D_3^{-1} D_2}_{A_{yy}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix}$$

PAPCO

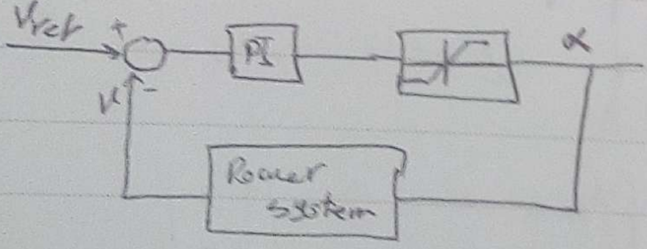
خطی سازی را اعمال می کنیم

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E \\ 0 \end{bmatrix} \alpha$$

با توجه به اینکه در α ضرب می شود حکم ماتریس B را دارد دامنه چون که STATCOM داریم $\alpha = [\alpha_1 \ \alpha_2]^t$ می شود



خب حالا سیستم خطی سازی شده را به سطح کنترل نشان می دهیم



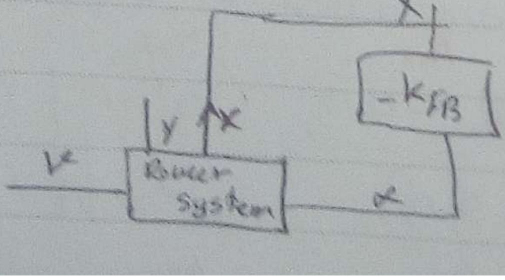
پس شکل به صورت زیر می شود.

سیستم کنترل حلقه بسته داریم:

فیدبک حالت: برای کنترل مقاوم از این روش استفاده می کنیم و کلیه المان های این روش استفاده کنیم اگر ضریب X را داشته باشیم تغییر می دهد

$$\alpha = -K_{FB} X$$

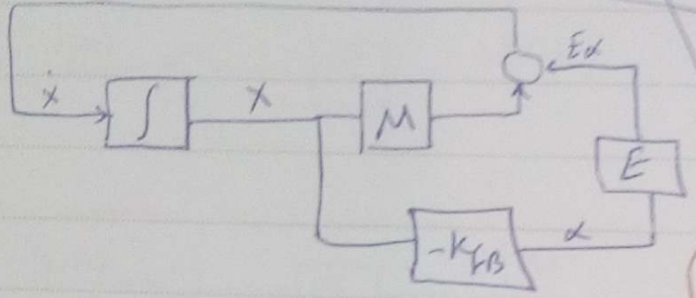
(α: بردار، K_{FB}: ماتریس، X: بردار)



IRNPOWER

$$\dot X = \overset{\lambda_1, \lambda_2, \ldots, \lambda_n}{M}X + E\alpha = MX - E k_{FB} X = (M - E k_{FB})X$$

تعیین مکان قطب‌ها را می‌توانیم تغییر دهیم و به سمت چپ ببریم



$$\lambda^n + a_1\lambda^{n-1} + a_2\lambda^{n-2} + \cdots + a_{n-1}\lambda + a_n = 0$$

مقادیر ویژه قبلی

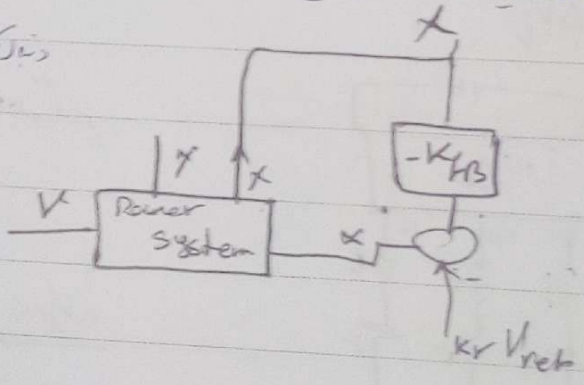
$$\lambda^n + \alpha_1\lambda^{n-1} + \alpha_2\lambda^{n-2} + \cdots + \alpha_{n-1}\lambda + \alpha_n = 0$$

مقادیر ویژه دلخواه

$$k_{FB} = [\alpha_n - a_n, \alpha_{n-1} - a_{n-1}, \ldots, \alpha_1 - a_1]$$

α را می‌توانیم طوری تنظیم کنیم که بخشی از آن محل قطب‌ها را تعیین کند و بخش دیگر آن ریفرنس را دنبال کند.

$$\alpha = -\underbrace{k_{FB}X}_{\text{تغییر در قطب‌ها}} - \underbrace{k_r V_{ref}}_{\text{دنبال کردن ولتاژ رفرنس}}$$



بهترین کنترلر در صنعت PI هاست و بسته به کنترل خطای سیستم را چند PI (تا) دهد.

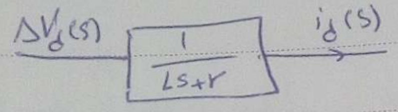
$$\begin{cases} \underbrace{L\frac{di_d}{dt} + r i_d}_{\Delta V_d} = \underbrace{L\omega i_q}_{\text{در معادله } d} + c_1\cos(\theta+\alpha)V_{dc} + k_1 V_m\cos(\theta) \\ \underbrace{L\frac{di_q}{dt} + r i_q}_{\Delta V_q} = -\underbrace{L\omega i_d}_{\text{در معادله } q} + c_2\sin(\theta+\alpha)V_{dc} + k_2 V_m\sin(\theta) \end{cases}$$

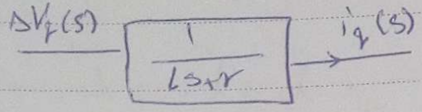
$$\begin{cases} \Delta V_d(s) = (Ls + r)\, i_d(s) \\ \Delta V_q(s) = (Ls + r)\, i_q(s) \end{cases}$$

P4PCO

IRNPOWER

Subject .
Year . Month . Date . ( )



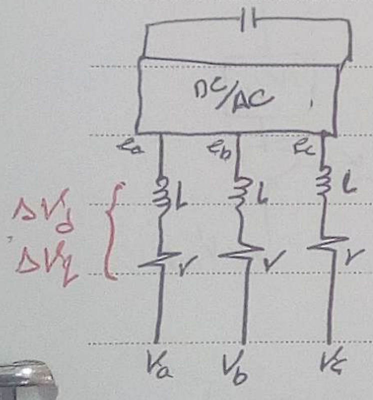


ΔV_d رابطه خطی

$$\begin{cases} L\frac{di_d}{dt} + r i_d = \underset{(d)}{w i_q} + C_1 \cos(\theta+\alpha) V_{dc} + K_1 V_m \cos(\theta) \\ L\frac{di_q}{dt} + r i_q = \underset{(2)}{-w i_d} + C_2 \sin(\theta+\alpha) V_{dc} + K_2 V_m \sin(\theta) \end{cases}$$

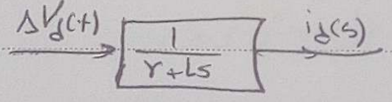
رابطه ضربی

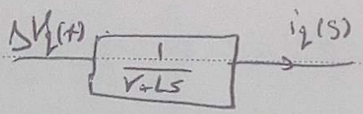
ΔV_q



لاپلاس بگیریم

$$\begin{cases} i_d(s) = \dfrac{\Delta V_d(s)}{r+Ls} \\ i_q(s) = \dfrac{\Delta V_q(s)}{r+Ls} \end{cases}$$





برای اینکه کنترلر PI استفاده کنیم حتما باید بین ورودی و خروجی یک رابطه خطی داشته باشد

$$\frac{d}{dt} T \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \underbrace{T \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}}_{①} + \underbrace{\frac{dT}{dt} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}}_{②}$$

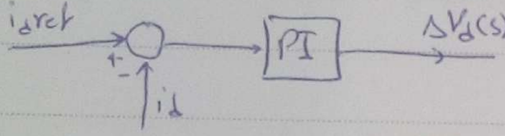
اگر تبدیل پارک بگیریم شامل دو بخش است که ما از اینجا به دست آید

$$\begin{matrix} (d) \\ ① \\ (q) \end{matrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(wt) & \cos(wt-120) & \cos(wt+120) \\ \sin(wt) & \sin(wt-120) & \sin(wt+120) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

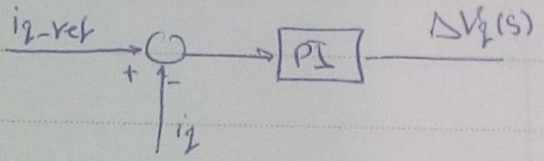
راکتیو (q)

PAPCO

$$② \longrightarrow \omega \begin{bmatrix} -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t-120) & \sin(\omega t+120) \\ \cos(\omega t) & \cos(\omega t-120) & \cos(\omega t+120) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega i_q \\ \omega i_d \end{bmatrix} \begin{matrix} \rightarrow (d) \text{ راستای} \\ \rightarrow (q) \text{ راستای} \end{matrix}$$

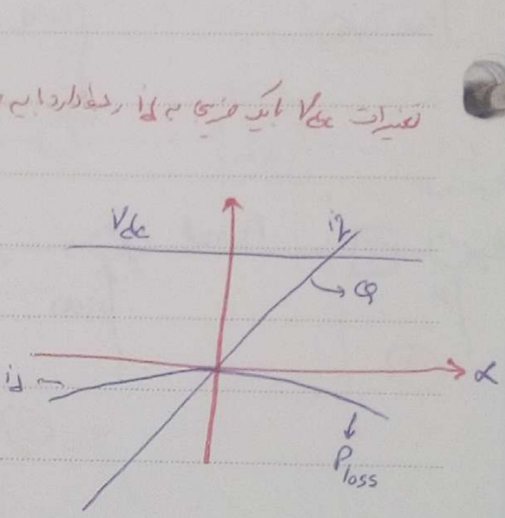


②



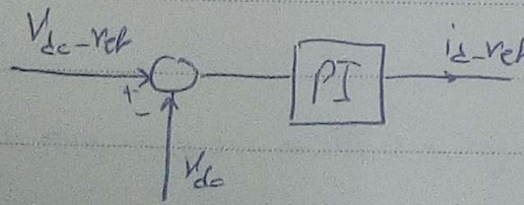
تغییرات V_{dc} تا یک حدی به id ربط دارد و تا یک حدی به iq کدامش را در نظر بگیریم؟

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = C_3 \cos(\theta+\alpha) i_d + C_4 \sin(\theta+\alpha) i_q + \frac{1}{RC} V_{dc}$$



α یک عدد کوچک است نزدیک به صفر که می‌تواند صفر باشد. α هم نزدیک صفر کوچک است. پس با این فرض ترم کسینوسی بالا می‌رود و سینوسی تقریباً صفر است.

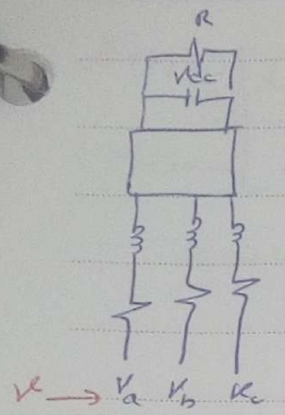
تلفات سوئیچینگ و سمت AC و DC را خازن V_{dc} تامین می‌کند و بدین ترتیب ولتاژش شروع می‌کند به افت کردن. ما می‌توانیم از ولتاژ dc نمونه بگیریم هر وقت افت کرد می‌فهمیم تلفات داریم.

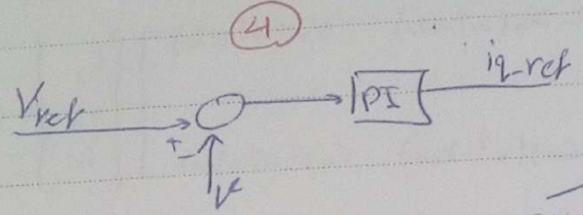


حالا که فهمیدیم از شبکه جذب می‌کند تا ولتاژش بیاید بالا.

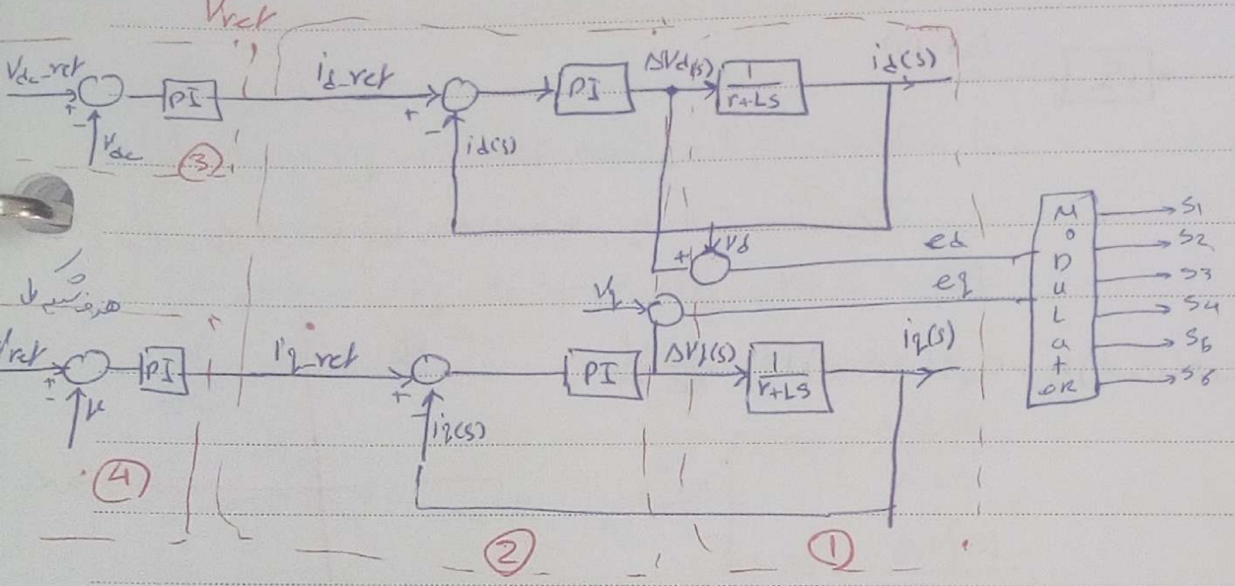
طبق بالا فقط id را جذب می‌کند.

IRNPOWER

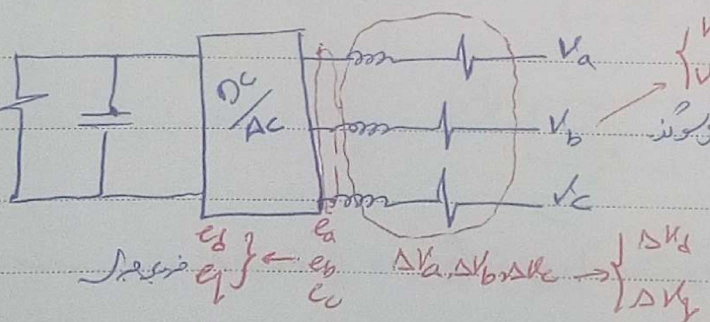




برای تنظیم ولتاژ هم از توان راکتیو برای جبران سازی ولتاژ استفاده می کنند.



ما می توانیم دیاگرام های بالا را به هم ربط دهیم



تفاوت ها و تلفات سوئیچ ها هم در بلوک 3 و 4 جبران می شوند.

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta V_d \\ \Delta V_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix}$$

برای جای خازن یا STATCOM یک تابع هدف تعریف می کنیم و بهترین نقطه برای اجرای آن را پیدا می کنیم.

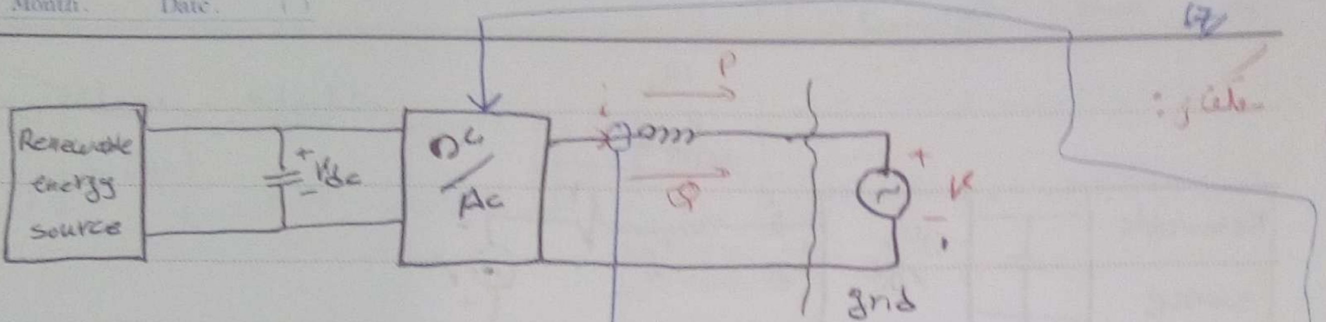
subjective function

subject to:

constraints

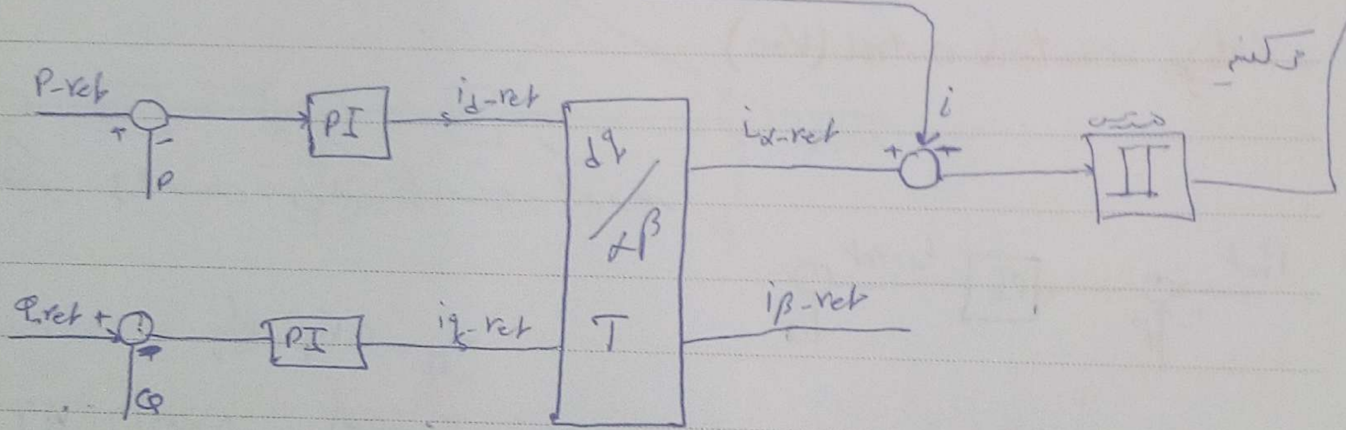
Subject:

Year. Month. Date.

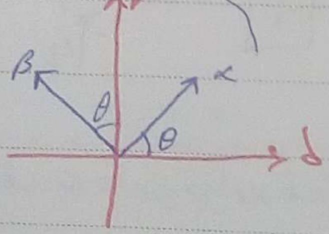


توان اکتیو در راستای d و راکتیو در راستای q است.

در سه فاز گفتیم اختلاف فاز ... ها با هم ۱۲۰ هستند، در حالت دو فاز ۹۰ گرفتیم و کنترلر مستقیم از روی آن ها را استخراج

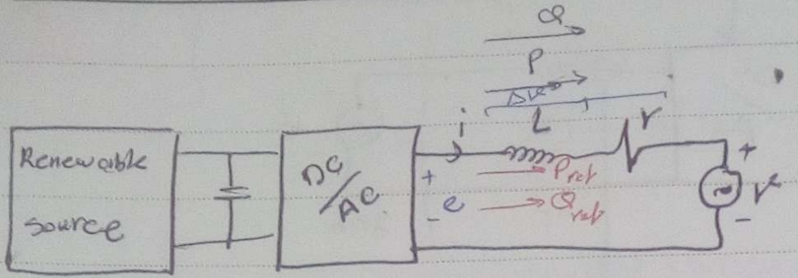


$$T = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$



محور dq ثابت است اما محور αβ با سرعت ω نسبت به آن می‌چرخد

در هیسترزیس کنترل به صورت جریانی است.

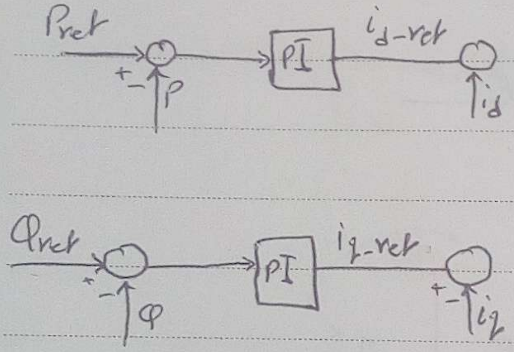


فرکانس سوئیچینگ بالا و متغیر با برای باند بالا و پایین را داشت. پس ضعف است.

یا میتوانیم جریان را کنترل کنیم که میشه هیسترزیس یا میتوانیم ولتاژ را کنترل کنیم

- Voltage oriented control (Voc)

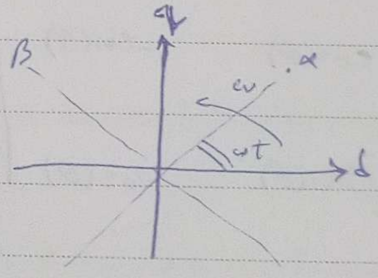
فرض کنید که P و Q مستقل تعیین کنیم که قراره مشترک به شبکه بدهد



که معادله است ← $e_{dq} = \Delta V_{dq} + V_{dq}$

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix}$$

بردار d و q ثابت و محورهایی که نسبت به βα متناوب می‌شوند با سرعت ω می‌چرخند



برای پارک ها → if $r=0$, $T\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = L\frac{dT}{dt}\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + T\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix}$

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = LT\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + L\frac{dT}{dt}\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix}$$

$$T\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) i_d + \sin(\omega t) i_q \\ -\sin(\omega t) i_d + \cos(\omega t) i_q \end{bmatrix}$$

→ d و α ... راست

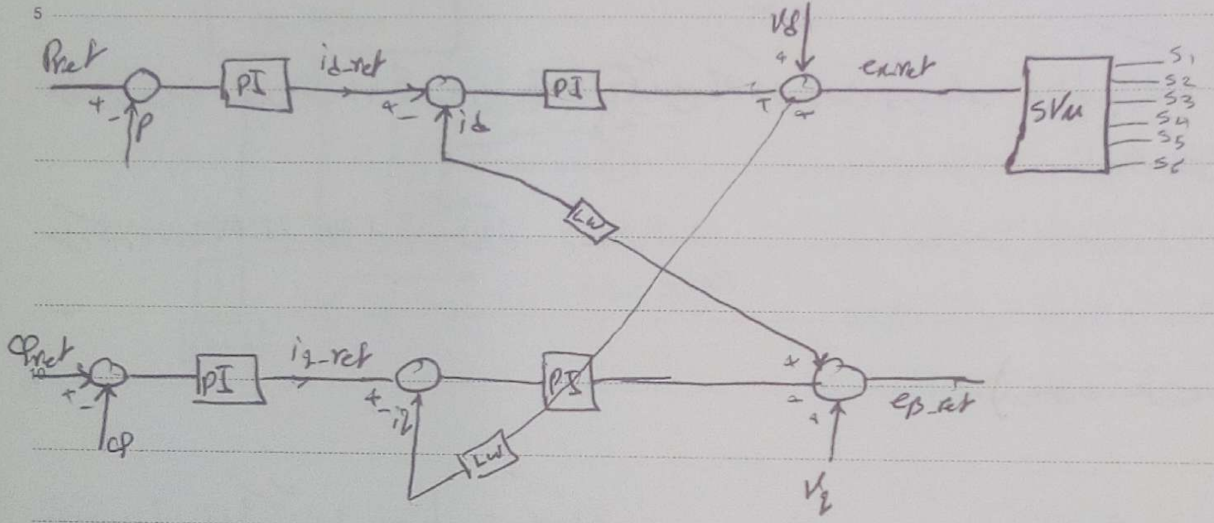
→ q و β ... راست

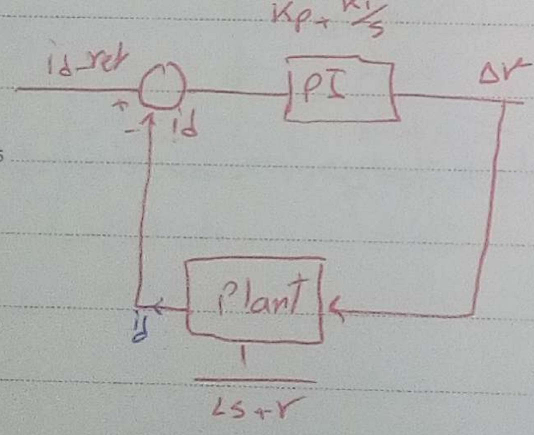
IRNPOWER

با ضرب دو ماتریس بدست آمده در راستای α و β برابر است

$$L\frac{dI}{dt}\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = L\omega\begin{bmatrix} -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \\ -\cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = L\omega\begin{bmatrix} -\sin(\omega t)\, i_d + \cos(\omega t)\, i_q \\ -[\cos(\omega t)\, i_d + \sin(\omega t)\, i_q] \end{bmatrix} \begin{matrix} \rightarrow \alpha \\ \rightarrow \beta \end{matrix}$$

با ضرب اول ماتریس در راستای α و β برابر است





$$\frac{i_d}{i_{d_ref}} = \frac{\left(K_p + \frac{K_i}{s}\right)\left(\frac{1}{Ls+r}\right)}{1 + \left(K_p + \frac{K_i}{s}\right)\left(\frac{1}{Ls+r}\right)}$$

$$\frac{i_d}{i_{d_ref}} = \frac{K_p s + K_i}{Ls^2 + (K_p + r)s + K_i}$$

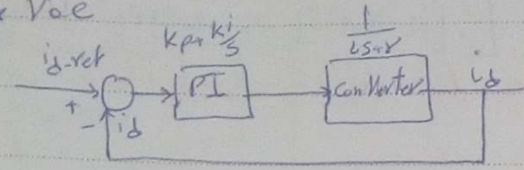
$$s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 = 0$$

$$\begin{cases} \xi = \dfrac{K_p + r}{2\sqrt{K_i r}} \\ \omega_n = \sqrt{\dfrac{K_i}{L}} \end{cases} , \quad \begin{cases} K_i = L\omega_n^2 \\ K_p = 2\xi\omega_n L - r \end{cases}$$

IRNPOWER

* Hystersys → راندمان مناسب نیست

* Voc



$$PI: \frac{K_i + k_p s}{s}$$ تابع تبدیل

یک PI در فرکانس صفر گین بی‌نهایت دارد یعنی بیشترین بهره دهی را در صفر دارد

فرکانس صفر یعنی مقدار DC اما در فرکانس $2\pi \times 50$ دیگر گین PI ماکزیمم نیست و یک خطای حالت دائمی پیدا می‌کند. برای اینکه این مشکل را حل کنیم به جای PI از PR استفاده می‌کنیم.

* PR (رزونانسی هستش)

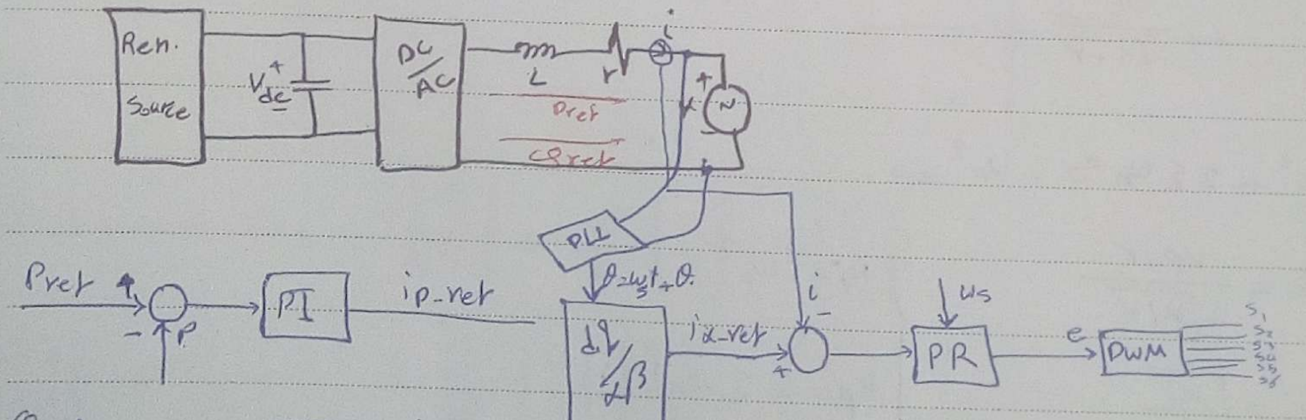
$$PR: K_p + K_i \frac{s}{s^2 + \omega_s^2}$$

$$\omega_s = 2\pi \times \frac{50}{60}\ Hz$$

در اینجا در فرکانس ω_s شبکه گین به سمت بی‌نهایت میل می‌کند

برای بقیه هارمونیک‌ها هم به همین صورت عمل می‌کنیم

$$K_p + K_i \frac{s}{s^2 + \omega_s^2} + \sum_{n=3,5,\dots} \frac{s}{s^2 + (n\omega_s)^2}$$



PR در فرکانس ω_s تیز قطع می‌شود مثلاً ما برای 50 هرتز تنظیم کردیم اما ممکن است فرکانس شبکه 49.8 باشد باید چه شود

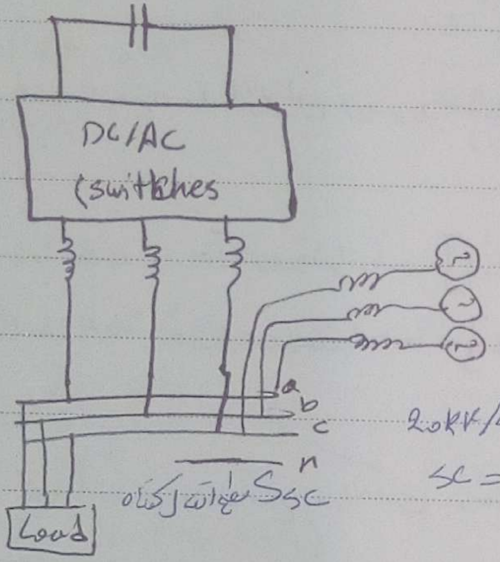
آن چیزی که می‌خواستیم بالا وقتی به دست بیاد فرق داشته باشه

PAPCO

Designing STATCOM:

اینها را باید طراحی کنیم.

* switche rating
* L
* C



20kV/400V

Sc = 5MVA

این 5MVA مقدار توان راکتیو است که به محل خطا وارد می‌شود در هنگام اتصال کوتاه زیرا وقتی اتصال کوتاه می‌شود بار حذف می‌شود و منابع توان خود را به محل خطا می‌ریزند و چون یک سلف سر راهشون هست پس توان راکتیو است

I.E.C: [−2.5% , 2.5%] : normal

$\frac{\Delta V}{V}\%$ → جبران‌کننده ما تو این بازه‌ها کار کند

→ [−10% , 5%] غیرنرمال هستند اما رنج‌ها فقط از کمتر تغییرات هستند.

→ از این بالاتر قطع می‌شود.

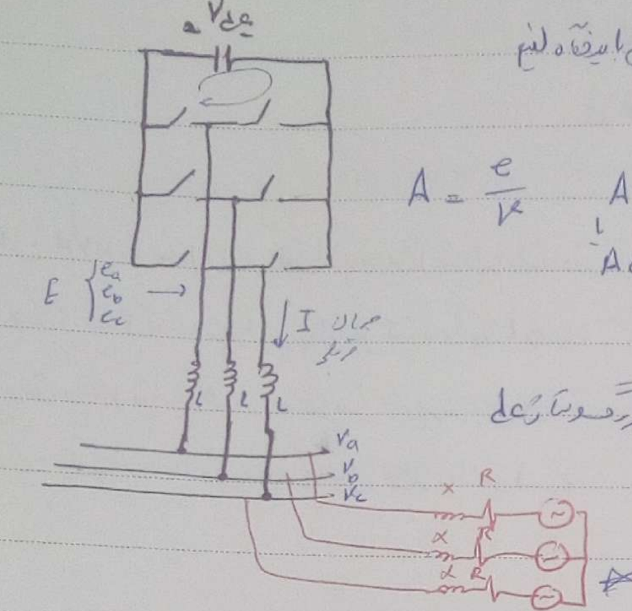
یعنی اگر تا ۱۰ درصد ولتاژ افت کرد با جبران‌کننده بتوانیم سرجاش برگردونیم

ما می‌توانیم با داشتن مقدار S_{sc} و مقادیر استانداردها بالا می‌توانیم توان راکتیو مورد نیاز را تعیین کنیم.

$S_{sc} \cdot \frac{\Delta V}{V}\%$ → $Q = \frac{5000 \times 7.5}{100} = 375\,kVA$

(افت ولتاژ نسبی ← $\frac{\Delta V}{V}$)

Designing inductance:



باید سوئیچ‌های مختلف جداگانه را طراحی کنیم در مورد سوئیچ‌ها هم گین باید نگاه کنیم

$A = \frac{e}{V}$ $\quad A \in [0, 1.1]$ چون ۱۰ درصد تغییرات داریم $\Delta A: 10\%$

$A \in [0, 2]$ چون ۱۰۰ درصد تغییرات داریم $\Delta A: 100\%$

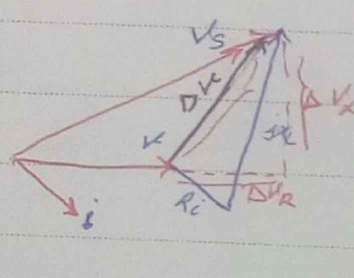
با این بزرگ E بزرگتری به دست می‌آوریم و بالعکس و همین گین بزرگ، ولتاژ dc بزرگتری می‌خواهد.

ولتاژ حالت قطع سوئیچ در این حالت اگر یک خازن دیگر در روش باشد اندازه ولتاژ dc است و در این صورت اگر گین بزرگ باشد ولتاژ dc بزرگ می‌شود و سوئیچ هم باید بتواند dc را تحمل کند پس سوئیچ‌ها هم ریتینگ بزرگتری می‌خواهند.

از روی گین و جریان بست مورد نظر می‌توان ریتینگ سوئیچ‌ها را تعیین کرد

به منظور طراحی سلف اگر افت ولتاژ را در نظر بگیریم که طبق درس بررسی و اینها شکل فرض می‌شود به صورت زیر تعریف می‌شود

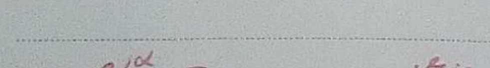
$$\boxed{\Delta V = \Delta V_R + j\,\Delta V_X}$$



با توجه به نظر (صرف‌نظر)

سطح اتصال کوتاه

$$\Delta V = \Delta V_R + j\Delta V_X \simeq \Delta V_R \Rightarrow S_{sc} \cdot \frac{\Delta V}{V}\% = Q$$



$$P + jQ = V I^* = V\left(\frac{AV\angle\alpha - V\angle 0}{-j\omega L}\right)$$

$$\begin{cases} P = \dfrac{AV^2}{\omega L}\sin\alpha \\ Q = \dfrac{AV^3}{\omega L}(1 - A\cos\alpha) \end{cases}$$

PAPCO

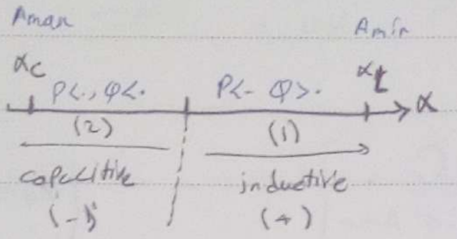
IRNPOWER

فرض کلی‌گیری فرضیات داریم :

$A \in [A_{min}, A_{max}]$

داریم ~ $\eta \longrightarrow P<0$, Q داریم

(under P: استخراج بشود)



Mode (1) $\quad \alpha \leq \alpha_L \quad \alpha_L > 0 \;, P<0 \;, Q>0$

$$\begin{cases} P = -\dfrac{A_{min} V^2}{\omega L}\sin\alpha_L \\ Q = \dfrac{V^2}{\omega L}(1 - A_{min}\cos\alpha_L) \end{cases} \Bigg\} \; \alpha_L , L \text{ مجهول هستند}$$

$$\frac{P}{Q} = \frac{-A_{min}\sin\alpha_L}{1 - A_{min}\cos\alpha_L} \longrightarrow \frac{P}{Q A_{min}} = \underbrace{\left(\frac{P}{Q}\right)}_{\tan(\gamma)}\cos\alpha_L + \sin\alpha_L$$

$$\frac{-P}{Q} = \tan(\gamma) \longrightarrow \cos\gamma = \frac{Q}{\sqrt{P^2+Q^2}}$$

$$\frac{P}{Q A_{min}} = \frac{\sin(\gamma+\alpha_L)}{\cos(\gamma)} \longrightarrow \sin(\alpha_L+\gamma) = \frac{P}{Q A_{min}}\cos\gamma$$

$$\boxed{\alpha_L = -\gamma + \sin^{-1}\left[\frac{P}{Q A_{min}}\cos\gamma\right]} = -\gamma + \sin^{-1}\left[\frac{-P}{A_{min}\sqrt{P^2+Q^2}}\right]$$

$$\boxed{L = -\frac{A_{min} V^2}{\omega P}\sin\alpha_L}$$

Mode (2) $\quad \alpha \geq \alpha_C \;, P<0 \;, Q<0$

$$\begin{cases} P = \dfrac{A_{max} V^2}{\omega L}\sin\alpha_C \\ Q = \dfrac{V^2}{\omega L}(1 - A_{max}\cos\alpha_C) \end{cases}$$

$$\cos\gamma = \frac{-Q}{\sqrt{P^2+Q^2}}$$

$$\uparrow$$

$$\frac{P}{Q A_{max}} = \frac{\sin\alpha_C}{1 - A_{max}\cos\alpha_C} \;,\quad \frac{P}{Q A_{max}} = \underbrace{\left(\frac{P}{Q}\right)}_{\tan\gamma}\cos\alpha_C + \sin\alpha_C \qquad P/Q = \tan(\gamma)$$

$$\sin(\alpha_C+\gamma) = \frac{P}{Q A_{max}}\cos\gamma \longrightarrow \alpha_C = -\gamma + \sin^{-1}\left[\frac{-P}{Q A_{max}}\cos\gamma\right]$$

$$\hookrightarrow \alpha_C = -\gamma + \sin^{-1}\left[\frac{-P}{A_{max}\sqrt{P^2+Q^2}}\right]$$

PAPCO

IRNPOWER

$$L = \frac{A_{max} V^2}{\omega P} \sin\alpha_C$$

$$\begin{cases} \alpha_L = -\gamma + \sin^{-1}\left[\frac{-P}{\sqrt{P^2+Q^2}\, A_{min}}\right] \\ L = \frac{-A_{min} V^2}{\omega P} \sin\alpha_L \end{cases} , \quad \begin{cases} \alpha_C = -\gamma + \sin^{-1}\left[\frac{-P}{\sqrt{P^2+Q^2}\, A_{max}}\right] \\ L = \frac{A_{max} V^2}{\omega P} \sin\alpha_C \end{cases}$$

α پارامتر کنترلی ما است. α در این بازه تغییر می‌کند بر این اساس مقدار L به دست میاد:

$$\alpha \in [\alpha_C , \alpha_L]$$

دقت کنید ما L کوچکتر را انتخاب می‌کنیم اطمینان حاصل می‌کنیم L کوچکتر توان ضربه‌ی بیشتری ایجاد کند.

$$L = \min\{L_L , L_C\}$$

Example 1:

فرض کنید یک جبران کننده داریم که

$V = 400V$, $f = 50HZ$, $A \in [0.8 , 1.2]$, $Q = \pm 500\ kVar$, $\eta = 92\%$

راندمان 92 درصد است یعنی 8 درصد ضرب در 500 کیلوولت آمپر که به عنوان توان الکتریکی از شبکه جذب می‌کنیم.

$P = 8\% \times 500 = 40kW$ (توان از شبکه گرفته.) $\longrightarrow \tan\gamma = \left|\frac{P}{Q}\right| = \left|\frac{40}{500}\right| \Rightarrow \gamma = 4.57^\circ$

mode I: $\alpha_L = -4.57 + \sin^{-1}\underbrace{\left[\frac{-40}{\sqrt{40^2+500^2} \times 0.8}\right]}_{5.72} = 1.15^\circ$ برای حالت سلفی

$$L_L = \frac{0.8 \times 400^2}{100\pi \times 40000} \times \sin(1.15) = 197\mu H$$

$$\alpha_C = -4.57 + \sin^{-1}\left[\frac{40}{\sqrt{40^2+500^2} \times 1.2}\right] = -0.76^\circ$$

$$L_C = \frac{1.2 \times 400^2}{100\pi \times 40000} \times \sin(0.76) = 202\mu H$$

$L = \min[197, 202]\mu H = 197\mu H \xrightarrow{\text{در عمل}} 200\mu H$

این سلف $200\mu H$ این حسن را دارد که می‌تواند امان سقف 500 را برایمان تضمین دهد و $76 < \alpha < 116$ را تغییر دهیم

$-500kVA \le Q \le 500kVA$ تغییر می‌کند و دامنه ولتاژ بین $0.8 < A < 1.2$

ما در اینجا به ریپل کاری نداشتیم و مبنای ما توان است چون L که طراحی می‌شود باید بتواند آن توان را عبور دهد.

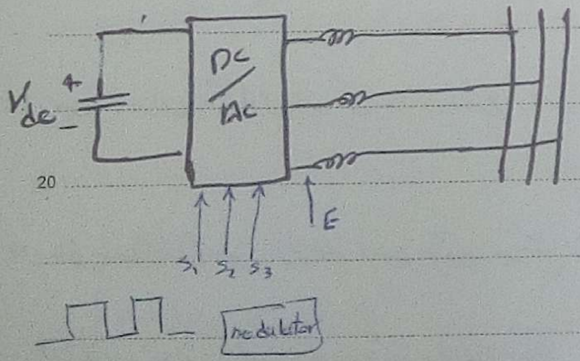
در اینجا ملاک توانی است.

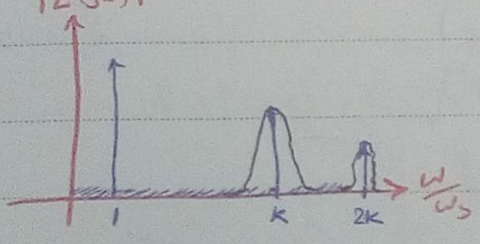
این سلف به دست آمده توان را عبور دهد اما ممکن است فیلتر خوبی نباشد.

پس ما طراحی های دیگری را در این تمام طیف توان سلف را انتخاب می‌کنیم در مرحله بعد ریپل را محاسبه می‌کنیم و طراحی می‌کنیم.

طراحی فیلتر سلف AC :

ما قبلاً L را طراحی کردیم و حالا در اینجا می‌خواهیم طوری عوضش کنیم که هارمونیک‌ها را تضعیف کند.





$\frac{\omega}{\omega_c} = K \rightarrow$ فرکانس سوئیچینگ $= f_c$ معمولاً فرکانس سوئیچینگ و مضربش تقویت شده است

IRNPOWER

خواسته های ما از طراحی فیلتر: (اهداف)

۱- مقدار اندوکتانس طراحی شده در بخش قدرت حتماً باید در ω_0 مقدار صفر شود.

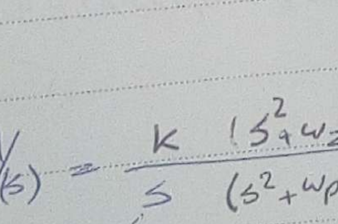
2- فیلتر AC ای که طراحی میکنیم حتما باید فرکانس سوئیچینگ و مضرب های آن را به اندازه کافی تضعیف کند.

خاصیت اول محقق می شود اما خاصیت دوم را فیلتر ها کامل برطرف کند. پس از فیلتر Passive استفاده کنیم.

برای طراحی فیلتر Passive دو گام را باید پیش بگیریم:

۱- ما باید یک تابع تبدیل برای فیلتر مورد نظر انتخاب کنیم.

2- باید اجزای مداری را سنتز کنیم یعنی مثلا تابع تبدیل $\frac{1}{LS}$ که سنتز کنیم میشه یک سلف.



$$Y(s) = \frac{I_c(s)}{e(s)}$$ تابع انتقال

پس بنا به عنوان شرط اول باید یک s در مخرج باشد چون سلف است

۲- با توجه به شرط دوم چون میخواهیم تضعیف شود پس یک صفر اضافه میکنیم

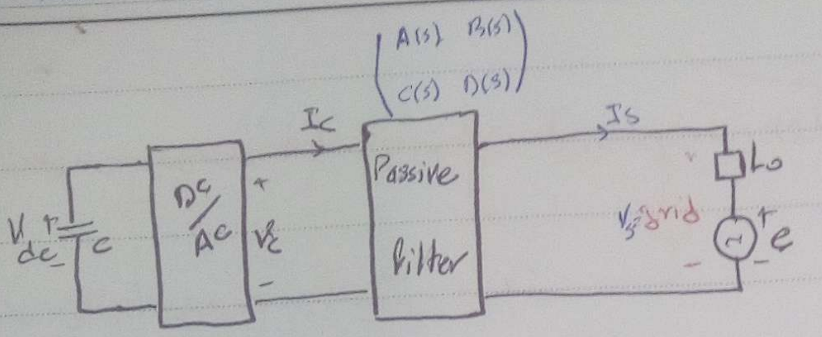
در فرکانس سوئیچینگ یعنی دارای فرکانس صفر می شود

$$Y(s) = \frac{K\,(s^2+\omega_z^2)}{s\,(s^2+\omega_p^2)}$$

① ② تطبیق فاز

و چون فیلتر ها باید کلی شوند پس باید یک صفر هم در مخرج بگذاریم. و به گفتنی هم شرایط که اولین اندوکتانس که جلوه و مورد نظرات بیشتری ببریم.

IRNPOWER



مدار تونن شد

گام اول به دست آوردن تابع تبدیل

$$\frac{I_c(s)}{V_c(s)} = \frac{k(s^2+w_z^2)}{s(s^2+w_p)^2} \xrightarrow{\text{فرم استاندارد}} \frac{\frac{s^2}{w_z^2}+1}{s\left(\frac{s^2}{kw_z^2}+\frac{w_p^2}{kw_z^2}\right)} \quad (1)$$

$$\begin{pmatrix} V_c(s) \\ I_c(s) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A(s) & B(s) \\ C(s) & D(s) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_s \\ I_s \end{pmatrix}$$

$$H(s) = \frac{I_c(s)}{V_c(s)} = \frac{C(s)V_s + D(s)I_s}{A(s)V_s + B(s)I_s} = \frac{C(s)\cdot L_0 s + D(s)}{A(s)\cdot L_0 s + B(s)} \quad (2)$$

$$\frac{\frac{s^2}{w_z^2}+1}{s\left(\frac{s^2}{kw_z^2}+\frac{w_p^2}{k w_z^2}\right)} = \frac{C(s)L_0 s + D(s)}{A(s)L_0 s + B(s)}$$

باید صورت و مخرج های هر کسر را نظیر هم قرار دهیم برای صورت $D(s)$ یک مقدار ثابت است و چون ترم ها درجه s^2 دارد پس

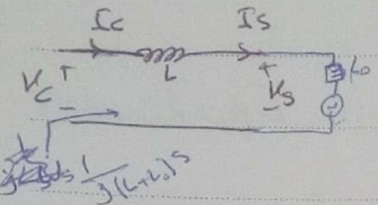
$C(s)L_0 s$ چون s دارد پس $C(s)$ حداکثر درجه می‌تواند s باشد یک ضریب

$$\begin{cases} C(s) = c_1 s \\ D(s) = d_1 + d_2 s^2 \\ A(s) = a_1 + a_2 s^2 \\ B(s) = s(b_1 + b_2 s^2) \end{cases} \xrightarrow{\text{جایگذاری}} A(s)D(s) - B(s)C(s) = 1$$

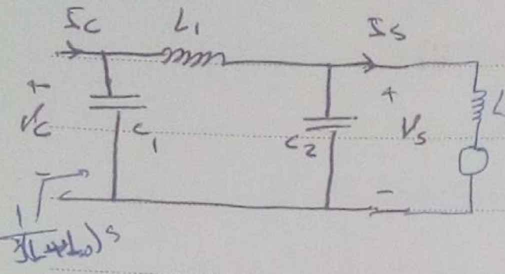
معادله دیگری که باید داخل آن جایگذاری کنیم.

$$\begin{cases} L_0 c_1 + d_2 = \frac{1}{w_z^2} \\ d_1 = 1 \\ a_2 + b_2 = \frac{1}{w_z^2 k} \end{cases}$$

اول راه حل های ریاضی بود حالا در اینجا ما موضوعاتی میایم و از یه راه دیگه حل میکنیم.



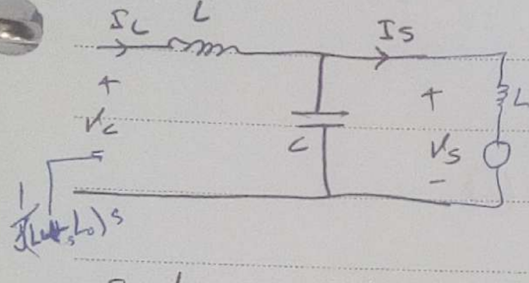
حالت اول را هم داشتیم حالت سری چون ممکنه تضعیف کافی نباشد



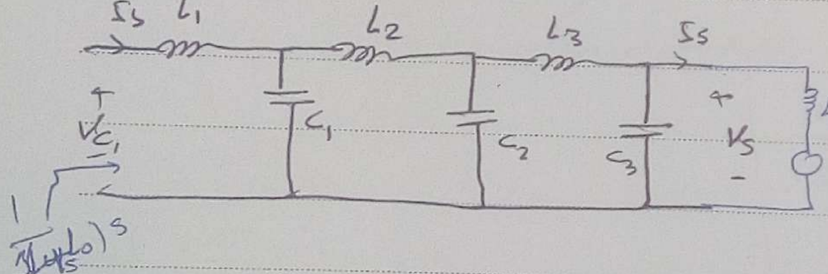
حالت دوم معمولاً خازن را موازی شبکه به عنوان فیلتر قرار نمیدهیم چون

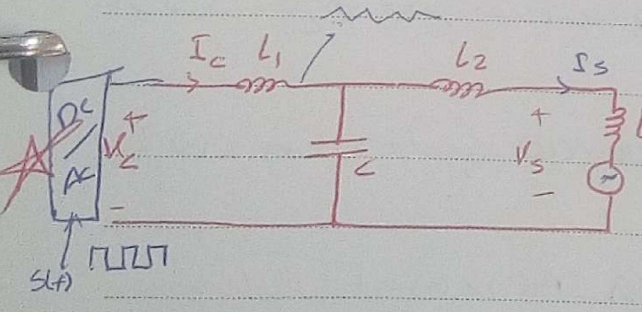
تحت تاثیر ولتاژ شبکه قرار گیرد و حالت گذرایش حالت گذرای جمعی است

و تغییرات ولتاژ براش مشکل هست یا نوسانه بپذیره



راه حلی که برای اتصال شبکه در نظر میگیریم این هست که فیلتر را به صورت ★ طراحی کنیم





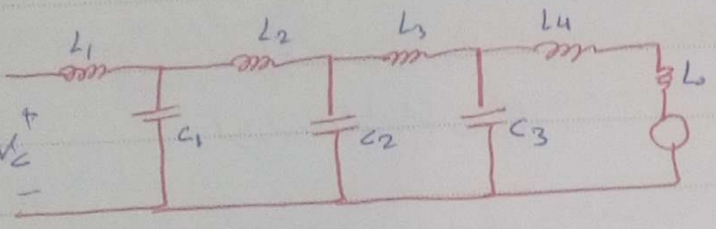
سلف L_1 را سمت سری قرار میگیرد زیرا اگر فرضی صفر باشد سلف را میتواند ولتاژی که به صورت پله است را اگر برای درش موجود

حالت اما وضعیت تغییراتش سریع باشد به عبارتی سلف نقش کنترل کننده جریان را دارد... هم پیوستگی را حفظ میکند هم آرامش تغییرات را

معمولاً $L_1 > L_2$ است چون ابتدا که تغییرات بالایی داریم باید تغییرات را کنترل کنیم حالا اونور میتونه کوچیک باشه

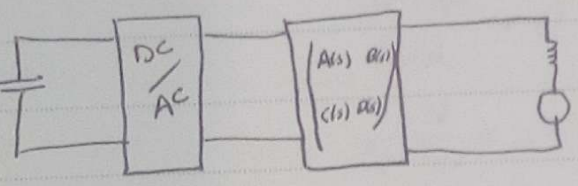
معمولاً در شبکه های قدرت فیلتر LC طراحی نمیکنند بلکه معمولاً به فرم LCL است

مثلاً از این ترکیب استفاده می‌کنیم.



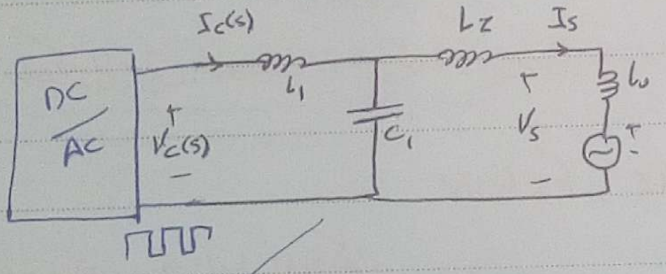
سلف‌ها فرکانس سوئیچینگ را تضعیف می‌کنند.

فیلترها یه حالت خاصی دارن، که سمت مبدل و سمت شبکه سلف دارد



$$H(s)=\frac{I_c(s)}{V_s(s)}=\frac{1+\frac{s^2}{\omega_z^2}}{s\left(\frac{s^2}{k\omega_z^2}+\frac{\omega_p^2}{k\omega_z^2}\right)}$$

پس باید خروجی مبدل سلف داشته باشد، و سمت شبکه هم باید سلف داشته باشد



$$\begin{pmatrix} A(s) & B(s) \\ C(s) & D(s) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & L_1 s \\ 0 & 1 \end{pmatrix}\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ Cs & 1 \end{pmatrix}\begin{pmatrix} 1 & L_2 s \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$$

$$= \begin{pmatrix} 1+L_1Cs^2 & s(L_1+L_2+L_1L_2Cs^2) \\ Cs & 1+L_2Cs^2 \end{pmatrix}$$

جایگذاری

$$H(s)=\frac{I_c(s)}{V_c(s)}=\frac{C(s)L_0s+D(s)}{A(s)L_0s+B(s)}=\frac{CL_0s^2+1+L_2Cs^2}{L_0s(1+L_1Cs^2)+s(L_1+L_2+L_1L_2Cs^2)}$$

اینو معادل H(s) بالا قرار دهیم

$$H(s)=\frac{1+C(L_0+L_2)s^2}{s(L_1+L_2+L_0+L_1C(L_2+L_0)s^2)}$$

IRNPOWER

$$\begin{cases} C(L_0+L_2) = \dfrac{1}{\omega_Z^2} \\ L_1 C(L_2+L_0) = \dfrac{1}{k\omega_Z^2} \\ L_1+L_2+L_0 = \dfrac{\omega_p^2}{k\omega_Z^2} \end{cases}$$

L_1 و L_2 و C مجهول است.
از این سه رابطه پیداشون می‌کنیم.

↓ حل

$$\begin{cases} L_1 = 1/k \\ L_2 = -L_0 + \dfrac{\omega_p^2}{k\omega_Z^2} - 1/k = -L_0 + \dfrac{\omega_p^2-\omega_Z^2}{k\omega_Z^2} \\ C\left(\dfrac{\omega_p^2-\omega_Z^2}{k\omega_Z^2}\right) = \dfrac{1}{\omega_Z^2} \rightarrow C = \dfrac{k}{\omega_p^2-\omega_Z^2} \end{cases}$$

در L_2 اثر اندوکتانس منبع درش دیده می‌شود.

Example:

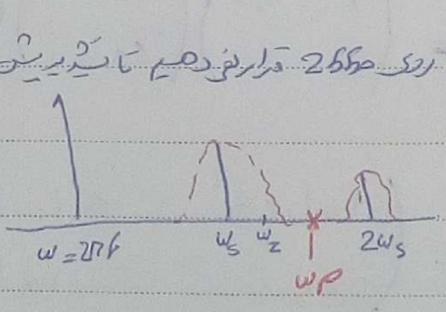
فرض کنید از طریق طراحی فیلتر مرحله پیش مقادیر زیر را به دست آورده‌ایم

$L = 500\,\mu H$, $L_0 = 147\,\mu H$, $f_s = 2550\,Hz$, $f = 60\,Hz$

حالا می‌خواهیم فیلتر LCL را طراحی کنیم.

برای تضعیف هارمونیک سوئیچینگ صفر را روی 2600 قرار می‌دهیم تا تشدید پیش نیاید. و بلافاصله جلوتر قرار می‌دهیم مثل زیر:

$\omega_Z = 2\pi \times 2600$ rad/sec



برای به دست آوردن ω_p که باعث می‌شود هارمونیک‌ها حذف شود معمولاً ω_p را بلافاصله بعد از صفر قرار می‌دهند برای اینکه پایداری حفظ شود و مشکل از

اینکه به $2\omega_s$ نرسد معمولاً می‌توانیم وسط ω_s تا $2\omega_s$ بگیریم در میانه که می‌شود 3400

$\omega_p = 2\pi \times 3400$ rad/sec

IRNPOWER

Subject:

Year. Month. Date. ( )

H(s) در فرکانس 50 هرتز باید مقدار jL را نشان دهد

$$H(s) = \frac{K(s^2+\omega_z^2)}{s(s^2+\omega_p^2)}$$

$$H(s)\Big|_{s=j100\pi} = \frac{1}{j(L+L_0)\omega} = \frac{1}{j(500+147)\times 100\pi\times 10^{-6}}$$

$$= \frac{K\left(-(100\pi)^2+(2\pi\times 2600)^2\right)}{j100\pi\left(-(100\pi)^2+(2\pi\times 3400)^2\right)}$$

برابر هم قرار دهیم تا K به دست آید

$$K = 2642,4$$

گام اول که به دست آوردن تابع تبدیل بود انجام شد. حالا مقادیر LCL را باید به دست بیاوریم

$$L_1 = \frac{1}{2642,4} = 378,4\,\mu H$$

$$L_2 = -147\times 10^{-6} + \frac{(2\pi(3400)^2 - 2\pi(2600)^2)}{2642,4\times 2\pi\times 2600^2} = 121,71\,\mu H$$

$$C = \frac{2642,4}{2\pi(3400)^2 - 2\pi(2600)^2} = 13,25\,\mu F$$

L_1 بزرگتر از L_2 زیرا سمت مبدل قرار دارد. طبیعتاً اگر 378,4 و 121,71 را با هم جمع کنیم حدوداً همون 500μ می‌شود،

که می‌توانیم در امتحان چک کنیم حدوداً اندازه درسته یا نه

ما هم به طرف دمپینگ را اینجا صحبت کردیم دیگر احتیاج به فاز لینک DC صحبت نکردیم.

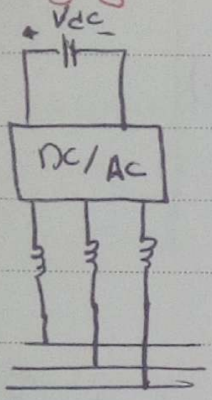
IRNPOWER

اگر شبکه نامتقارن باشد انرژی دریافتی DC علاوه بر اینکه از مولفه مثبت و مولفه صفر و ذخیره کننده انرژی در حالت گذرا هم

خواهد شد که بر این اساس محدوده عملکرد صحیح خازن DC را تعیین می‌کنیم.

این جلسه راجع به خازن و طراحی آن صحبت می‌کنیم

Designing DC capacitance:



1- Root locus

$$\text{dq-model} \xrightarrow[h_2,\,h_3]{h_1} s^3 + a_1 s^2 + a_2 s + a_3 = 0 \quad \leftarrow \det(sI - A) = 0$$

$a_1(r, R, L, C)$

$a_2(r, R, L, C)$

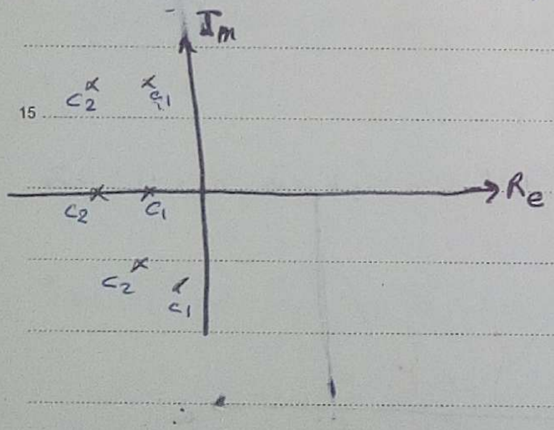
$a_3(r, R, L, C)$

اگر فرض کنیم این مقادیر مشخص باشد فقط C را باید پیدا کنیم چون a_1 و a_2 و a_3 هر پارامترهاش مشخص و تابعی از C است

به تعدادی نقطه در نظر می‌گیریم با تغییر ظرفیت C ← $C \in [150\mu F, 6000\mu F]$ در این بازه به ازای هر ظرفیت

خازن براساس a_1 و a_2 و a_3 در روابط a_1, a_2, a_3 بذاریم و بذاریم داخل معادله مشخصه و برای هر ظرفیت خازن h_1, h_2, h_3

را پیدا کنیم. این قطب‌های سیستم می‌شوند



براساس اینکه مشخصات قطب‌ها چطور تغییر کند این دیتا به مدیریت تصمیم‌گیری

که بدانیم قطب‌های سیستم کجا باشند باید طراحی کنیم

Example: $Z_b = \frac{400}{360}\,\Omega$, $\omega = 2\pi \cdot 50$

$L' = 0.01442$ P.u.

$r' = 0.2$ P.u.

$R' = 90$ P.u.

$C \in [150\mu F, 6000\mu F]$

$$C' = \frac{1/C\omega}{Z_b} \quad \begin{cases} C = 150\mu F \rightarrow C' = 19 \text{ P.u.} \\ C = 6mF \rightarrow C' = 0.48 \text{ P.u.} \end{cases}$$

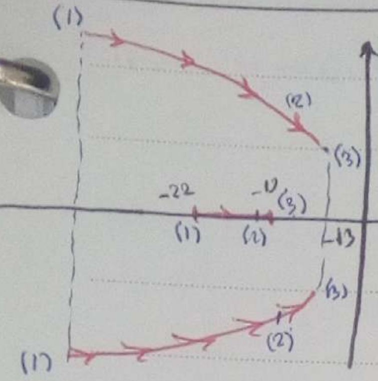
$C' \in [19, 0.48]$ P.u.

حالا باید از 19 تا 0.48 نقطه گذاری کنیم در ریشه هندسی را رسم کنیم

Find Root Locus versus C ?

که هر شکل هندسی باید به دست بیاد

IRNPOWER



(1) : $C' = 19\,p.u.$ (150 μf)

(2) : $C = 960\,\mu f$

(3) : $C' = 0{,}48\,p.u$ (6 mf)

حقیقی $\lambda_1 \in [-22, -17]$

موهومی $Re[\lambda_2, \lambda_3] \in [-47, -13]$

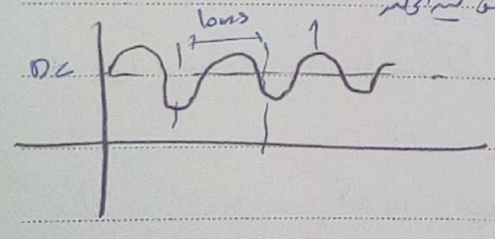
نتیجه گیری: هرچه ظرفیت خازن را افزایش می‌دهیم قطبین که داریم بخش حقیقی‌شان نزدیک می‌شود به محور عمودی یعنی حالا اگر

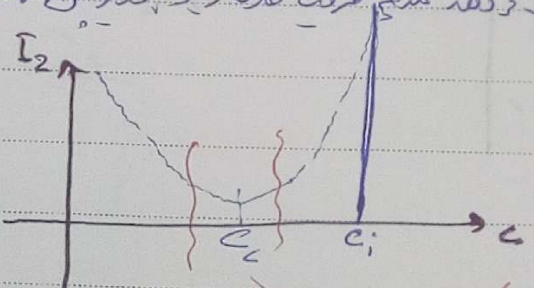
ظرفیت را افزایش بدهیم اگر بیشتر داریم به حاشیه های ناپایداری نزدیک می‌شویم.

قطب حقیقی تنها اثرش خیلی زیاد نیست ولی قطب موهومی بخش حقیقی‌ش تغییرات بیشتری دارد

2- Negative sequence component

تجربه نشان می‌دهد هرچه ظرفیت خازن زیاد باشد ریپل نشانی از مولفه حقیقی ها می‌کند بیان می‌کند





$$C_c = \frac{K^2}{8L\omega^2}$$

$$C_i = \frac{K^2}{2L\omega^2}$$

margin در نظر گرفتن شرایط مناسبی است

طبق مثال قبلی که مطرح شد اگر مقادیر را جایگزین کنیم

$C_c = 3{,}9\,mf$

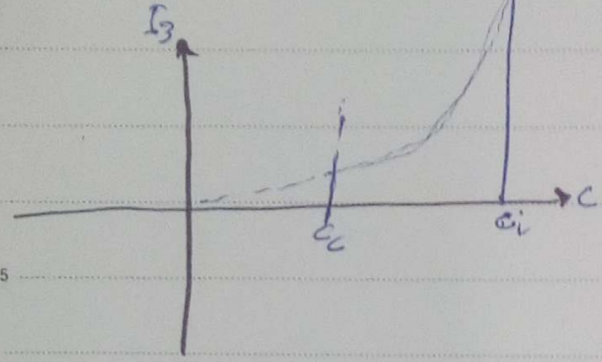
$C_i = 15{,}6\,mf$

برای این مثال

Subject:
Year. Month. Date. ( )

3. Third harmonic (Zero sequence component)

هارمونیک سوم



بازهم به تجربه این نمودار بدست میاید.

مولفه هارمونیک سوم مولفه صفر نیست اما مفهوم مولفه صفر را دارد

4. Transient (energy storage)

مثال : $V_{dc_0} = 500 (V)$ مقدار اولیه

فرض کنید جریان کشیده داریم که

$Q = 250\,kVA$

$P_{loss} = 20\,kW$ راندمان ۹۲ درصد

فرض کنید به دلیلی در شبکه شرایطی به وجود آمده که توان الکتریکی مانند تلفات نمی‌تواند جذب شود اما این اتفاق مثلاً برای ۱/۴ سیکل

P_{loss} باید توسط DC تامین شود. $(5)\,ms \times 20\,kW = 100\,j$

$$100 = \frac{1}{2} C V_{dc}^2 = \frac{1}{2} C \times 500^2 \longrightarrow C = 800\,\mu F$$

اگر به این صورت باشد ما در حالت گذرا داریم که خازن کاملاً خالی و صفر نشود بعد حداقل فرض خازن را ۳۵۰ در نظر بگیریم

$$100 = \frac{1}{2} C (500^2 - 350^2) \longrightarrow C = 1.57\,mF$$

حالت عادی

$V_{dc_0} = 700 (V) \longrightarrow 600 (V) \longrightarrow C = \ldots$

$\xrightarrow{C = 1.57\,mF}$ 655 (V)