جزوه

کیفیت توان الکتریکی

دکتر توکلی

POWEREN.IR

PowerEn.ir

Subject.
Day. Month. Year.

Electrical power quallty

پدیده های کیفیت توان

جبران سازی آنلاین

جبران سازی آفلاین

off-line studies:

- power quality parametrs, ~~defe~~ definitions and standards
  (warelet)
- superrision on gathered data from grid
  (application of warelet)

on-line studies:

- Fundamental compensatory distartion of wavefroms
  (power definitions, compensating principles, etc.)
- Filtering out disturbances; active Fiter _ D statcom _ DVR, etc.
  - active Fiter: $f_s \rightarrow 10\,KHz$ ← توان پایین (intermident) غیرقابل پیش بینی
  - D statcom: $f_s \rightarrow 1\,KHz$ تا توان بالا

در توان بالا اگر فرکانس بالا رود تلفات بسیار بیشتر خواهد بود.

- special case studies

Subject.

Day. Month. Year.

References:
- power quality
- M. Saite, "Power quality analysis", John wiley, 2004.
- S.C mallat, "Introduction to wavelet transform : a primer," printice hall, 1965.
- periodical papers, IEEE, IET

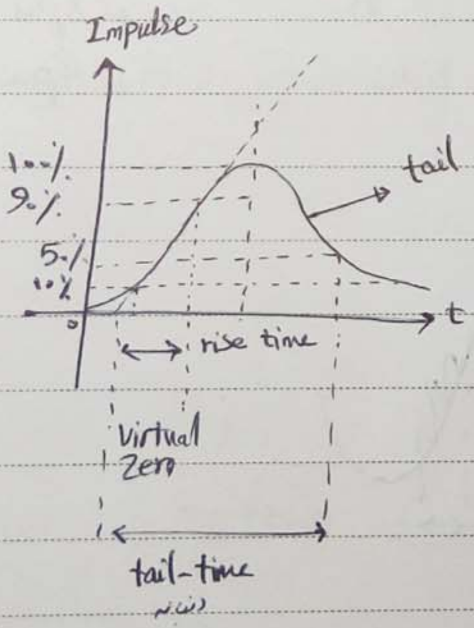
مربوط به بخش اول ۵۰ درصد

Subject. (3)
Day. Month. Year.

IEEE Standard 1159 → معرفی پارامترهای کیفیت توان

تمامی اعراضات در این جا قرار داده شده .

1. Transient (حالت گذرا)
- Impulsive (ضربه‌ای)
  - $t < 50 ns$ — فرکانس بالا
  - $50 ns < t < 1 ms$ — فرکانس متوسط
  - $1 ms < t$ — " پایین
- oscillatory (نوسانی)



پالس یک پالس است .

$t < 50 ns$ → rise time : 5 ns → فرکانس بالا . مثلاً وقتی یک خازن رو سوئیچ می‌کنیم ، capacitor switching
حالت ضربه هست موقع شارژ

Impulse کل : 50

$50 ns < t < 1 ms$ → rise time : 1 μs lighting برق آسمان فرکانس متوسط

$t > 1 ms$ rise time : 0,1 ms Load switching فرکانس پایین

Subject. Day. Month. Year.

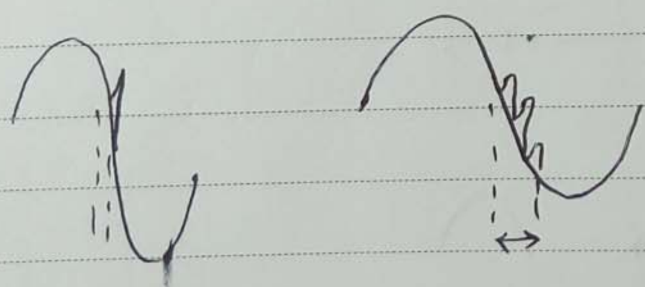
Surge : مانند Impulse هست

فقط سرج پلاریته دوطرفه است.

تمرین: طیف فوریه Impulse را در risetime $=1\mu s$, tail time $=50\mu s$ دربیاورید:

~~oscillatory~~ Find Spectral of an impulse of $1\mu s/50\mu s$.

			نویز
oscillatory →	$f < 5\text{ KHz}$	$0.3\text{ ms} - 50\text{ ms}$	$0-4\text{ p.u}$
	$5\text{ KHz} < f < 500\text{ KHz}$	$20\mu s$	$0-8\text{ p.u}$
	$500\text{ KHz} < f < 5000\text{ KHz}$	$5\mu s$	$0-4\text{ p.u}$



پلاریته یک است.

2. short duration variations: تغییرات زمان کوتاه مدت

همان خطای کوتاه مدت ← مثلاً سیستم حفاظتی (بررسی کوتاه مدت خطا یا پدیده کوتاه مدت)

مثلاً وقتی در شبکه خطایی رخ دهد سیستم حفاظتی عمل کند خطا را رفع نماید.

* زمان وقوع مشخص نیست

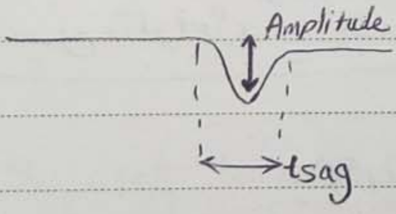
* [با افت ولتاژ بلند مدت اشتباه نشود]

به چند دسته تقسیم می‌شوند

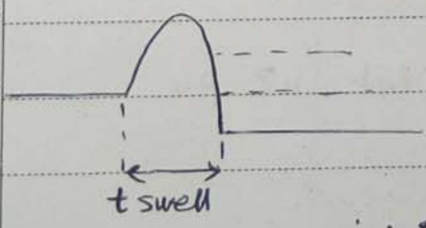
- instantaneous →
  - sag افت ولتاژ → 0.5-30 cycle
  - swell بیشبود ولتاژ → 0.5-30 cycle
  - interruption قطعی 0.5-30 cycle
- momentary
- temporary

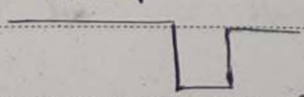
* از بالا به پایین زمان افزایش می‌یابد.

- مبنای بررسی کلا براساس rms voltage هست.



→ دامنه 0.1 pu - 0.9 pu



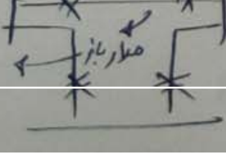


دامنه ای در نظر گرفته نشده.

دامنه: 1.1pu - 1.8pu

یعنی 10 الی 80 درصد افزایش داشته

* ممکن است بالا بودن قابلیت اطمینان باعث کاهش کیفیت توان شود چون ممکنه افت ولتاژ رخ دهد سیستم از حالت قطعی در بیاید

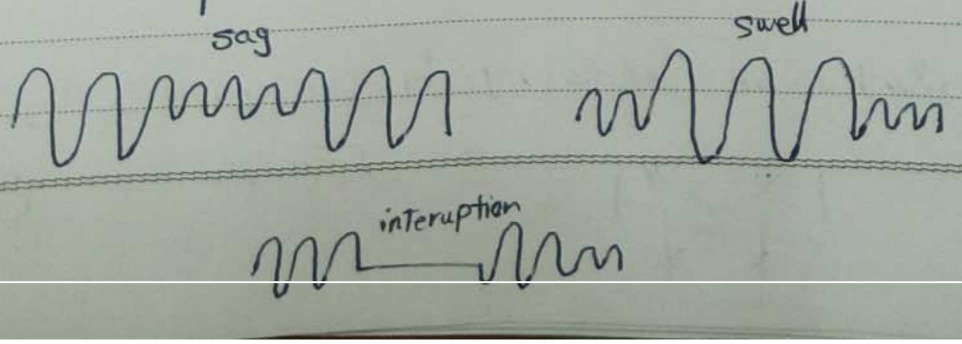


Subject. Day. Month. Year.

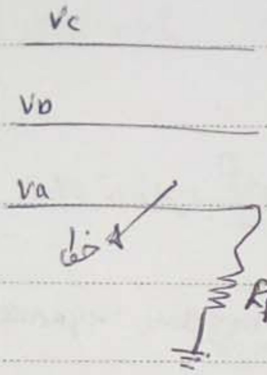
momentary
- sag 30 cycle - 3sec 0.1pu - 0.9pu
- swell 30 cycle - 3Sec 1.1pu - 1.4pu
- intruption 30 cycle - 3Sec <0.1pu

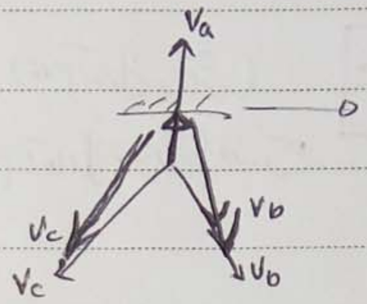
* راه های مقابله با حالت گذرا افزایش مدت زمان duration می باشد تا اثرات (پیک - اثرات عایقی) کاهش می یابد. یعنی اگر بتوانیم از حالت instantanous بیاریم به momentary بهتر خواهد بود [زمان بیشتر] [اثرات مخرب کمتر]
چون مقدار انرژی یکسان در زمان بیشتر مقدار پیک کاهش خواهد یافت.

temporary
- sag 3sec - 1min 0.1 - 0.9pu
- swell 3sec - 1min 1.1 - 1.2 pu
- interruption 3sec - 1min <0.1pu



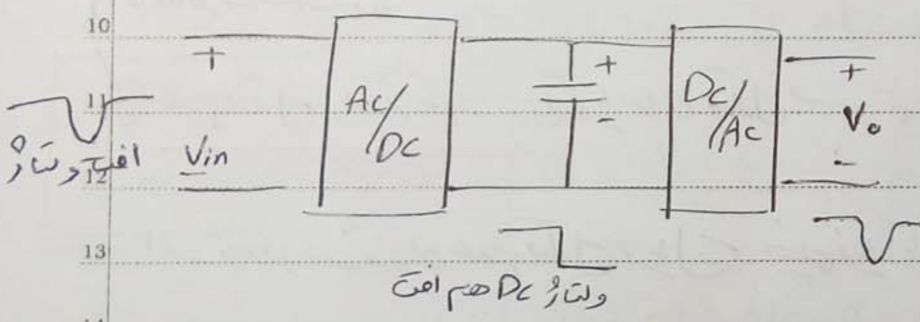
* خطا باعث ایجاد پدیده های کوتاه مدت می شود.





افت ولتاژ در Va

* مباحث مربوط به سیستم قدرت و هم مباحث مربوط به بارها تاثیر گذار می باشد.



افت ولتاژ در سمت ورودی باعث افت در خروجی و اعوجاج شکل موج خروجی خواهد شد.

3. $\boxed{\text{Long } \cancel{\text{term}} \text{ duration Variations}}$

تغییرات ولتاژ در مدت زمان بیشتر از ۱ دقیقه.
این ها همگی در حالت steady state هستند.

- under voltage t>1min 0.8 - 0.9 pu
- over voltage t>1min 1.1 - 1.2 pu
- interuption t>1min 0 p.u

50/60 Hz
reactive power control

استاندارد IEC ٪2 بالانس و پایینش ٪2,5

4. Voltage unbalance (عدم تعادل ولتاژ)

در استاندارد بیشتر بحث در مورد عدم تعادل ولتاژ است.

استاندارد IEEE IEC

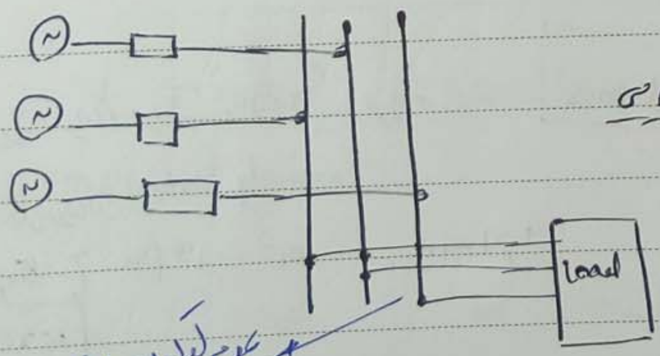
$$\text{Voltage unbalance Factor}\% = VUF\% = \frac{\overbrace{V_2}^{\text{negative sequence}}}{\underbrace{V_1}_{\text{مولفه مثبت}}}\% \times 100$$

positive sequence

در موتورها مولفه مثبت داریم به خاطر سه فاز بودن

استاندارد (0,5٪ تا 2٪) UVF

عدم تعادل ولتاژ یک سیستم گویای برای تعادل سیستم نیست ممکن است در محدوده UVF استاندارد باشد ولی عدم تعادل جریان خیلی زیاد باشد (نامتعادل) باشد.



عدم تعادل جریان در این حالت

پس UVF برای تمامی بارها مثبت گویا نیست و خطی نیست.

استاندارد دیگر

$$UVF = \frac{V_2}{V_1} = \sqrt{\frac{1-\sqrt{3-6\beta}}{1+\sqrt{3+6\beta}}}$$

$$\beta = \frac{V_{ab}^4 + V_{bc}^4 + V_{ca}^4}{(V_{ab}^2 + V_{bc}^2 + V_{ca}^2)^2}$$

Subject. 6

Day. Month. Year.

ولتاژ خط

استاندارد ملی آمریکا
national

$$NEMA = \frac{\text{Maximum deviation from mean of } \{V_{ab}, V_{bc}, V_{ac}\}}{\text{mean of } \{V_{ab}, V_{bc}, V_{bc}\}}$$

e.g , $V_a = 232$ (V) , $V_b = 240\angle -121^\circ$ (V) , $V_c = 242\angle 119^\circ$ (V)

$V_{ab} = 410.83\angle 30.05^\circ$ (V)

$V_{ac} = 408.44\angle 148.79$ (V)

$V_{bc} = 417.43\angle -90.86^\circ$ (V)

$IEC = \frac{V_2}{V_1}\% = 1.31\%$, $NEMA\% = 1.26\%$

استاندارد IEEE

لغزش در مورد موتورها

$$S_1 = \frac{N_s - N_r}{N_s}$$ مولفه راستگرد توالی مثبت

$$S_2 = \frac{-N_s - N_r}{-N_s} = 2 - S$$ مولفه چپگرد توالی منفی

در لغزش زیاد ← امپدانس کم

امپدانس توالی مثبت موتور $= \frac{Z_1}{Z_2} \simeq \frac{I_{start}}{I_{normal}}$
" " منفی "

در لغزش کم ← امپدانس موتور زیاد

$$\frac{V_1/I_1}{V_2/I_2} = \frac{V_1}{V_2} \cdot \frac{I_2}{I_1}$$

* عدم تعادل جریان برای موتور

$$\frac{I_2}{I_1} \simeq \frac{I_{start}}{I_{normal}} \cdot \frac{V_2}{V_1}$$

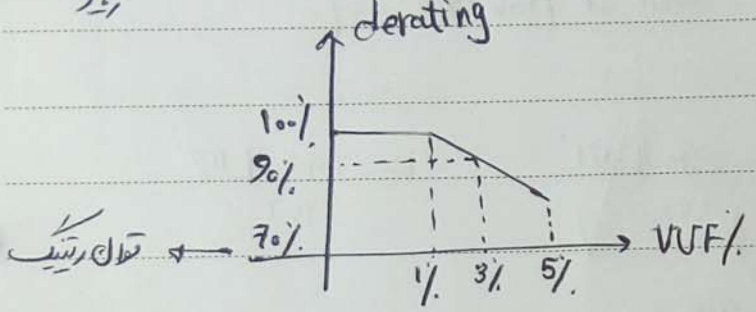
(برای موتور)

$$\frac{I_2}{I_1}\% = IUF\% \simeq \frac{I_{start}}{I_{normal}} VUF\%$$

← یعنی عدم تعادل جریان ناشی از عدم تعادل ولتاژ است.

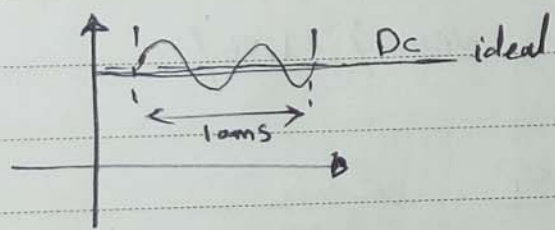
وقتی موتور درید شود یعنی به جای 1 pu و 0.9 pu توان میده. [اگر عدم تعادل ولتاژ زیاد باشد]

~~...~~ derating

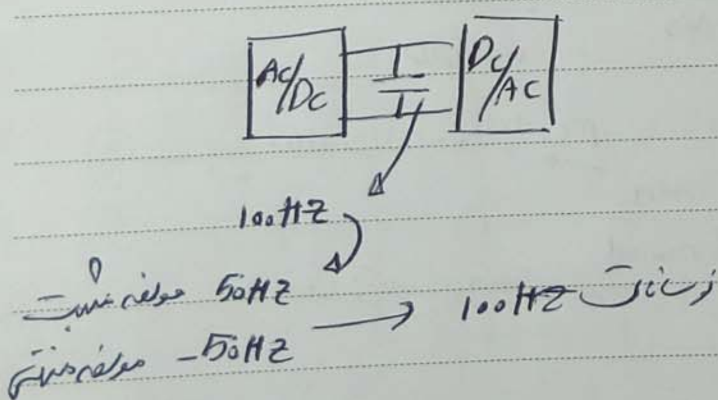


- عدم تعادل روی منابع تغذیه هم مهم است ← مثلاً ولتاژ DC که از منبع AC تغذیه می‌کند

عدم تعادل AC روی DC تأثیر خواهد داشت



* مولفه‌ی منفی در سیستم‌ها باعث ایجاد نوسانات روی قسمت DC ← 100HZ نوسانات خواهیم داشت.



5. Distortion of waveforms — اعوجاج شکل موج ها

- ~~Harmonics~~ DC offset → استاندارد (0% - 0.1%) steady state
- Harmonics → (0 - 100th) مضرب صحیح فرکانس شبکه (0% تا 20%) steady state
  فرکانس $|f < 5kH|$
- InterHarmonics → مضرب کسری از فرکانس به جز صحیح ها مثلاً $\frac{7}{5}f_1$, $\frac{15}{4}f_1$, $\frac{3}{4}f_1$
- Notching
- Noise

* یکی از اثرات DC offset به اشباع رساندن تجهیزات و عناصر سیم پیچ می شود.
معمولاً جلویش خازن قرار میدن تا جذب کنه.

* در فرکانس های بالا هارمونیک به خاطر سلفی بودن شبکه تضعیف می شوند.

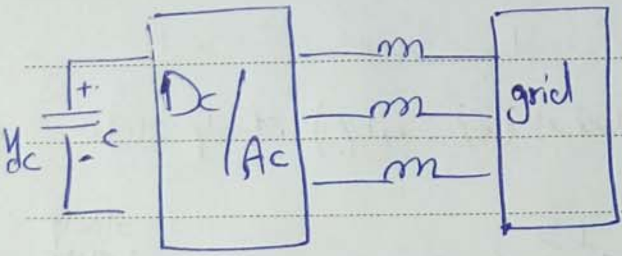
* مهمترین هارمونیک ها 5th, 7th

* هارمونیک ها به اندازه DC offset مهم نیستند چون اشباعی ایجاد نمی کنند.

حدود Inter harmonic ها در استاندارد IEEE (0 - 6 KHz)
Steady state (0 - 2%)

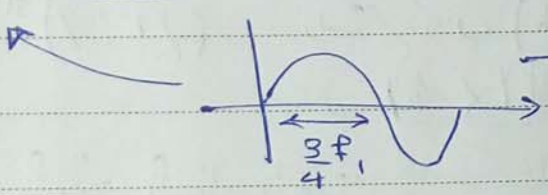
مهم ترین فرکانس های زیر 50 هستند. → فیلتر حجیم تر خواهد بود → سایز بالا خواهد بود.
یعنی $f<f_1$ مهم اند
Sub harmonic → نوعی اینتر هارمونیک

$f>f_1$ Interharmonic
برای فرکانس های بالا باید مثل هارمونیک ها می شود رفتار کرد.



مثلاً فرض کنیم خطایی در grid ایجاد گردد.

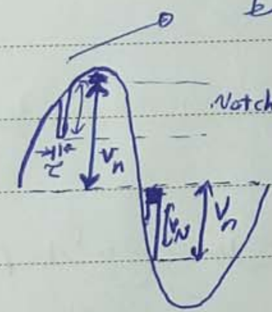
هرچه فرکانس زیاد باشد در نیم زمان بیشتر خواهد بود اگر مشکلی ایجاد بشه خازن زمان بیشتری دشارژ خواهد بود و ممکن است عملکرد شو از دست بدهد



subharmonic ها

- Notch (شکاف)

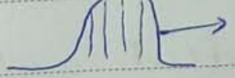
تغییرات توسط کلید ← عملکرد کلیدزنی



t: زمان شکاف

$$\text{Notch distortion}\% = \frac{V_N}{V_n} \times 100$$

- noise (broadband - steady states 0%-1%)



طیف پیوسته هست.

$$f \in [150\,kHz, 30\,MHz]$$

فرکانس به شدت فراتر از کارهای الکترونیک قدرت است.

در الکترونیک قدرت به صورت عملی 5MHz در نظر گرفته می شود.

Subject. 8

Day. Month. Year.

conduction

نویز ← هدایتی ← [عوامل داخلی عناصر]

تشعشعی [الکترومغناطیسی]
radition

EMI تداخل الکترومغناطیسی — radiation
— conduction

با فیلترها قابل حذف اند.

این فیلترها EMC (سازگاری مغناطیسی) ایجاد می‌کنند ← یعنی جبران EMI هست.

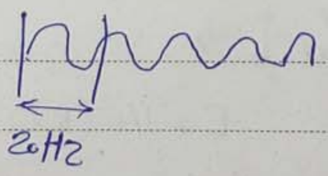
⑥ Voltage fluctuations نوسانات ولتاژ

$f < 25Hz$

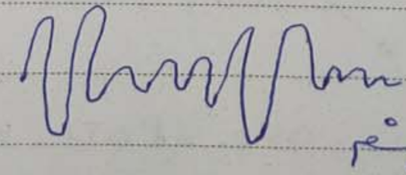
intermittent

[اندازه نوسانات 0.1% - 7%]

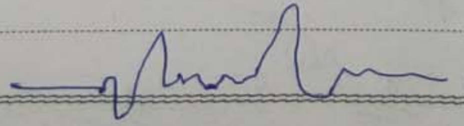
(flicker) ← چشمک بزند
↓
نتیجه نوسانات ولتاژ است.



در Voltage fluctuation ← نوسانات متغیره (یعنی فرکانس متغیره)
خاصیت Intermident (یعنی چشمک نوسان باشد، یعنی
یا تضعیف شود)



زیر 25Hz ← چون با چشم
قابل دیدن



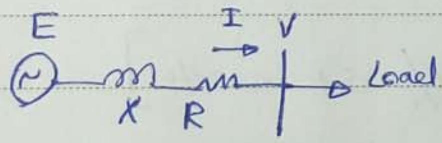
Subject.......... Day....... Month....... Year.......

عوامل ← { بارهایی که جریان خیلی سریعی می‌کشند.
کوره های قوس
جوشکاری ها
و جاهایی که تغییرات بار دست ما نیست.
بارهای با تغییرات سریع و ناگهانی
عوامل غیرفنی [برق دزدی]

flicker ← اثر چشمی voltage fluctuation است.

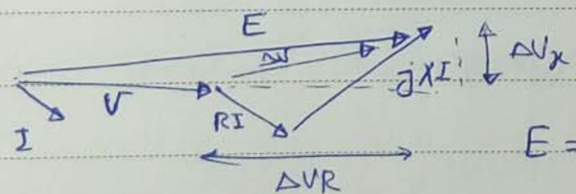
درحالیکه voltage fluctuation دامنه voltage را نشان می‌دهد.

جبران‌سازی flicker خیلی سخت‌تر از subharmonic است چون فرکانس های متعددی وجود دارد و باید همه طیف ها رو در نظر گرفت. ولی در subharmonic فرکانس مشخص بود.



$$E = V + (R + jX)\underline{I}$$

$$(I_d - jI_q)$$



$$E = V + \underbrace{(RI_d + XI_q)}_{\Delta V_R} + j\,\underbrace{(XI_d - RI_q)}_{\Delta V_X}$$

$\Delta V = \Delta V_R$

از ΔV_R صرف نظر می‌شود.

$$E = V + RI_d + XI_q$$

$$\Delta E = \Delta V + R\Delta I_d + X\Delta I_q$$

شبکه سینوسی بنابراین تغییرات صفر

$$\Delta V \simeq -R\Delta I_d - X\Delta I_q$$

ΔP $\quad$ ΔQ

نرمالیزه کردن

$$\frac{1}{V_{base}} \times \Delta V = \frac{-R\Delta I_d}{V_{base}} - \frac{X \Delta I_q}{V_{base}}$$

V_{base} و S_{base}

$$Z_{base} = \frac{V_{base}^2}{S_{base}}$$

$$\Delta V(p.u) \simeq \frac{\overbrace{-R \cdot \Delta I_d \cdot V_{base}}^{\Delta P}}{\underbrace{V_{base}^2}_{Z_{base} \cdot S_{base}}} - \frac{\overbrace{X \Delta I_q V_{base}}^{\Delta Q}}{\underbrace{V_{base}^2}_{Z_{base} \cdot S_{base}}}$$

$$\Delta V(p.u) \simeq -\frac{R}{Z_{base}} \cdot \frac{\Delta P}{S_{base}} - \frac{X}{Z_{base}} \cdot \frac{\Delta Q}{S_{base}}$$

$$\simeq R(p.u) \cdot \Delta P(p.u) - X(p.u) \Delta Q(p.u)$$

$$\Delta V(p.u) \simeq X(p.u) \left[\frac{-R(p.u)}{X(p.u)} \Delta P(p.u) - \Delta Q(p.u) \right]$$

R خیلی از X کوچک است.

$$\Delta V(p.u) \simeq -X(p.u) \, \Delta Q(p.u)$$

$$\Delta V(p.u) \simeq -\frac{\Delta Q(p.u)}{\underbrace{\frac{1}{X(p.u)}}_{S_{SC}(p.u)}}$$

در سیستم های توزیع سطح اتصال کوتاه پایین است و ΔQ کم است در نتیجه
ΔV خیلی کم است.

Subject. Day. Month. Year.

در پست 2MVA کوره —> سطح اتصال کوتاه 4MVA خواهد بود. در نتیجه زیاد قابل محسوس نیست اما در سیستم بالادستی بسیار محسوس خواهد بود.
اتصال

روش حذفی برای فلیکر

Flicker indices:

کوتاه مدت (معمولاً ۱۰ دقیقه است)
P_{st} = short-term index

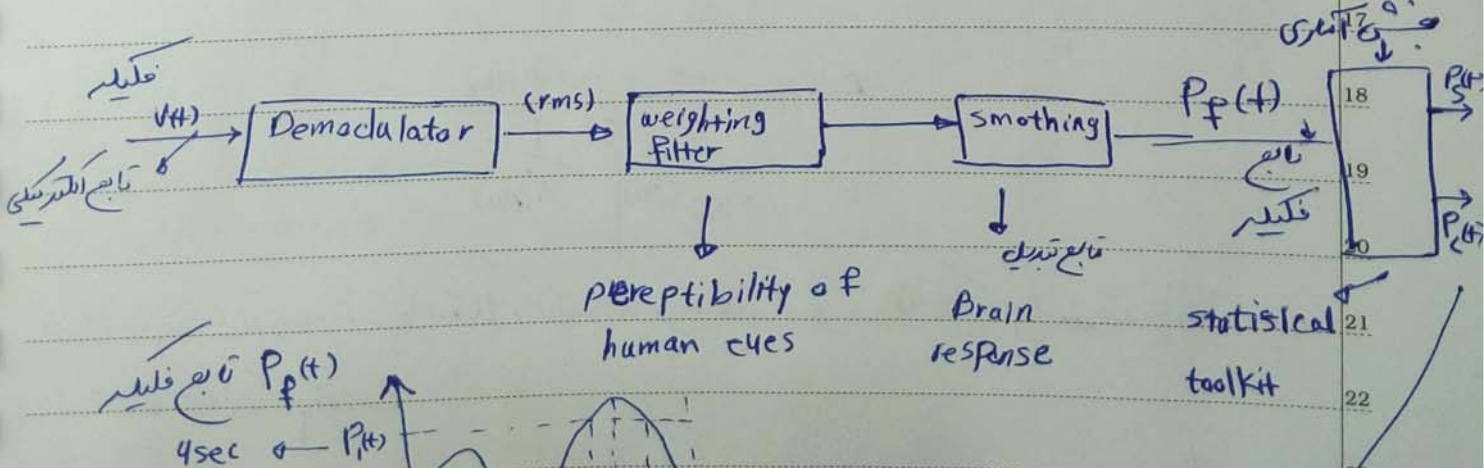
بلند مدت (معادل 2 ساعت)
P_{Lt} = long-term index

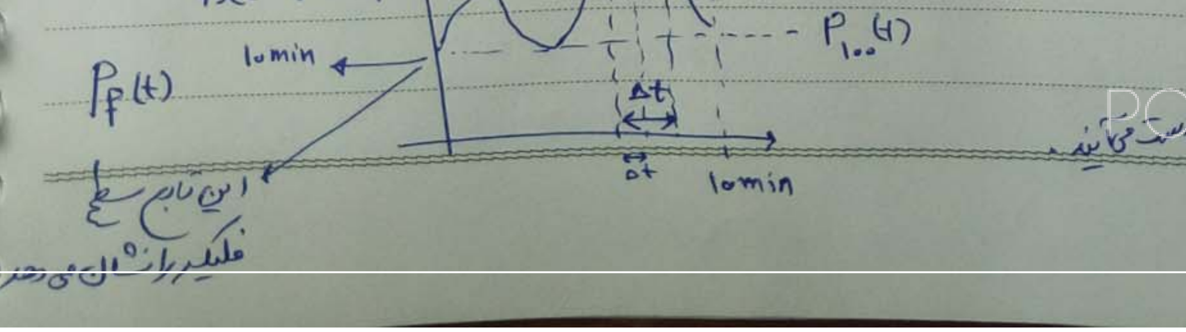
برای اثرات فلیکر { جامعه آماری می‌کنند.

③ مشخصه {
الکتریکی به اثرات مغزی —> تابع تبدیل
اثرات مغزی روی اثرات چشمی —> تابع تبدیل
اثرات چشمی —> تابع تبدیل [در نتیجه جامعه آماری باید تابع تبدیل یکسان باشد]

(ملاک احتمالی):

اگر ۵۰٪ از مردم در جامعه آماری تحت تاثیر قرار بگیرند یعنی آزاردهنده بوده Flicker.





Subject. ۱۰
Day. Month. Year.

در $P_{1\cdot\cdot}(t)$ تابع فلیکر با لا تر از این زمان است کلاً.

Δt زمانی که فلیکر بالاتر از این سطح است.

هرچه زمان کوتاه سطح فلیکر سطح بالاتری خواهد بود.

$P_1(t)$ زمانی که فلیکر بالاتر از اون سطح است یعنی ٪۱ از زمان کل را فلیکر بالای $P_1(t)$ بوده.

سطوح بالای فلیکر در فاصله زمانی کوتاه صورت میگیرد.

مثلاً اگر ۱۰ دقیقه $P_{0.1}(t)$ باشد ← $P_1(t)$ یعنی 6s خواهد بود.

$P_k(t) \Rightarrow k\%$ زمان، $\text{flicker} > P_k(t)$

اگر سطح Δt بشود کمتر ← $P_{0.1}(t)$ ← ۰/۶ ثانیه

هرچه زمان کوتاه ← فلیکر در سطح بالاتری خواهد بود.

Standard AS 4376 :

$$P_{st} = \sqrt{k_1 P_{0.1} + k_2 P_1 + k_3 P_3 + k_4 P_{10} + k_5 P_{50}}$$

یک نوع pdf است ←
program distrubution function

$$\begin{cases} k_1 = 0.0314 \\ k_2 = 0.0525 \\ k_3 = 0.0657 \\ k_4 = 0.28 \\ k_5 = 0.08 \end{cases}$$

در شبکه بالا اثر کمتر است.
Low-Voltage
→ if $P_{st} > 1 \rightarrow$ anneyin
آزار دهنده

روش های تحلیل پارامترهای کیفیت توان

$$P_{Lt} = \sqrt[3]{\frac{1}{12}\sum_{j=1}^{12} P_{st_j}^2} \longrightarrow \text{if } P_{Lt} > 0.8 \longrightarrow \text{annoying}$$

7. frequency variations ($<1\%$) 0.5 Hz , <10 sec

تغییرات فرکانس

اگر بیشتر از 10sec طول بکشد ← به حالت دائمی تبدیل می شود که عملکرد کلاً فرق خواهد کرد.

در فاصله ی 10sec ها در رله ها عملکرد داشته اند.

Supervision on power quality data

(1) یکی از روش های تحلیل ← طیف فوریه

ولی مشکلاتی دارد که به دنبال تحلیل در حوزه زمان می رویم.

Fourier Series:

سری فوریه

$$x(t) = a_0 + \sum_{k} a_k \cos(k\omega_0 t) + b_k \sin(k\omega_0 t)$$

Fourier transformer:

تبدیل فوریه

$$\begin{cases} x(t) = \dfrac{1}{2\pi}\displaystyle\int_{-\infty}^{\infty} X(\omega)\, e^{j\omega t}\, d\omega \\ X(\omega) = \displaystyle\int_{-\infty}^{\infty} x(t)\, e^{-j\omega t}\, dt \end{cases}$$

(2) حجم محاسبات خیلی بالاست.

Subject. ll

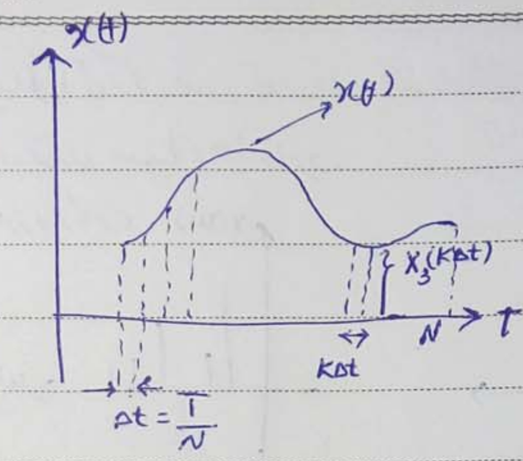
Day. Month. Year.

DFT PowerEn.ir

DFt :

Discrit

از روی سری فوریه بدست می آید



k : 0 و 1 و ... و N-1 در یک پریود

N سمپل

Fourier Series :

$$\left\{ \begin{array}{l} \boxed{x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} X_n e^{j2\pi n f_0 t}} \\ \boxed{X_n = \frac{1}{T} \int_T x(t) e^{-j2\pi n f_0 t} dt} \end{array} \right.$$

$$X_n = \frac{1}{T} \sum_{K=0}^{N-1} x_s(K\Delta t) e^{-j2\pi n \frac{K\Delta t}{T}} \Delta t$$

$f_0 = \frac{1}{T} \longrightarrow T = K\Delta t$

$t = K\Delta t$

✓ هر سیگنال ها در شبکه قدرت پریودیک.

$$\Delta t = \frac{T}{N}$$

$$\left\{ X_n = \sum_{K=0}^{N-1} x_s(K\Delta t) e^{-j2\pi n \frac{K}{N}} \right.$$

$n = 0, 1, 2, \dots, N-1$

$X_0 \quad X_1 \quad X_{N-1}$

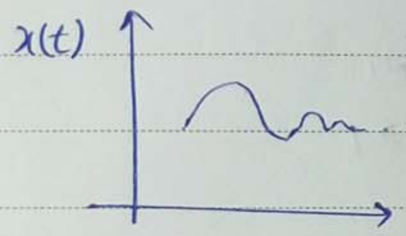
نهایتاً مقدار هر هارمونیک بدست می آید.

Subject.
Day. Month. Year.

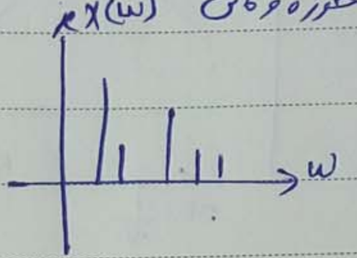
مشکلات: ① اولاً سیگنال آنالوگ نیست.

② دوماً دقت به تعداد سمپل ها دارد.

در حوزه زمان



حوزه فرکانس



مشکل فوریه:

① در حوزه فرکانس اطلاعات زمانی را نداریم و در حوزه زمان، فرکانس را نداریم.

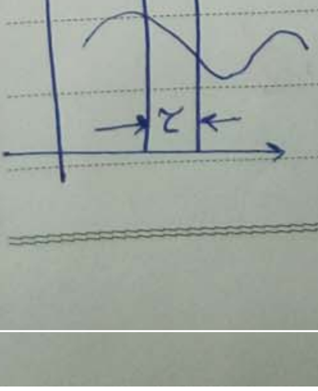
یعنی اگر اطلاعات فرکانس و زمان را همزمان داشتیم مشکل حل می‌شد.

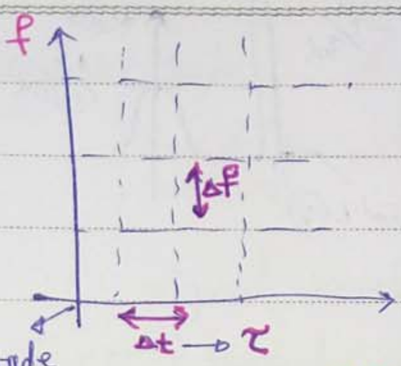
① پیشنهاد برای حل مشکل:

① در یک Δt مشخص یک تابع پنجره را در یک فاصله زمانی به تابع مورد نظر ضرب کنیم و سپس طیف فوریه بگیریم ← در این صورت در هر فاصله زمانی، فرکانس را خواهیم داشت.

در متلب: $STFT(\omega, \tau) = \int_{\tau} x(t)\, w(t-\tau)\, e^{-j2\pi ft}\, dt$

هم فرکانس و هم زمان

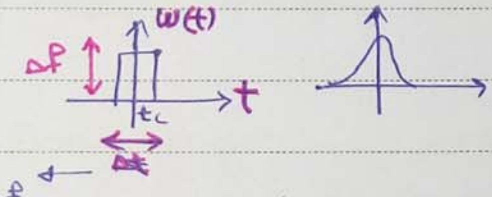




magnitude

یک سری مشخصات برای سیگنال:

شکل های خاص سیگنال



نکته: انتخاب تابع سیگنال شرایطی دارد:

f_c و Δf ← فرکانس مرکزی

Δf ← عرض فرکانس

has

1) $w(t)$ limited energy. انرژی محدود داشته باشد.

2) $t\,w(t)$ " " ".

محاسبات بدست آمده از مدرک:

$t_c \rightarrow$ مرکز سیگنال

$$t_c = \frac{1}{\|w(t)\|^2}\int_{-\infty}^{\infty} t\,|w(t)|^2\,dt$$

$$\underset{\text{نرم}}{\|w(t)\|} \triangleq \int_{-\infty}^{\infty} w(t)\,\overline{w}(t)\,dt$$

$$\Delta t = \frac{1}{\|w(t)\|}\left[\int_{-\infty}^{\infty}(t-t_c)^2\,|w(t)|^2\,dt\right]^{1/2}$$

$$f_c = \frac{1}{\|w(t)\|}\int_{-\infty}^{\infty} f\,|w(f)^2|\,df$$

$$\Delta f = \frac{1}{\|w(t)\|}\left[\int_{-\infty}^{\infty}(f-f_c)^2\,|w(t)|^2\,df\right.$$

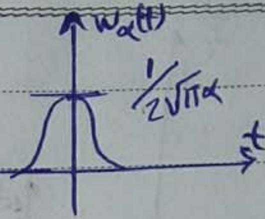
Subject

Day. Month. Year.

Gussian window :

در متلب

$$w_\alpha(t) = \frac{1}{2\sqrt{\pi\alpha}} e^{-t^2/4\alpha}$$



با کنترل α ← می‌توان این window را کنترل کنیم. مثلاً عرض فرکانس مرکزی

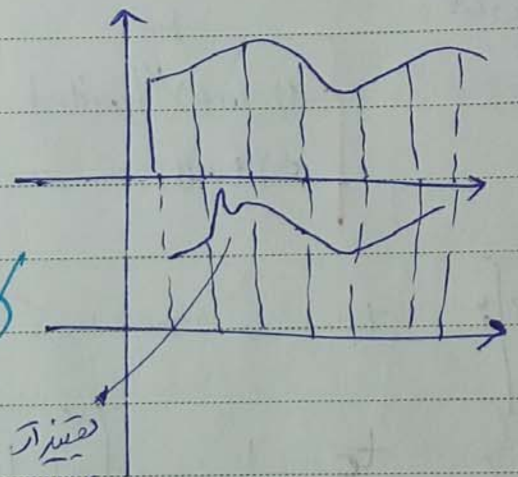
$$\Delta t . \Delta f \geq \frac{1}{4\pi}$$

رابطه تکیدی در window که باید این شرط رعایت کند.

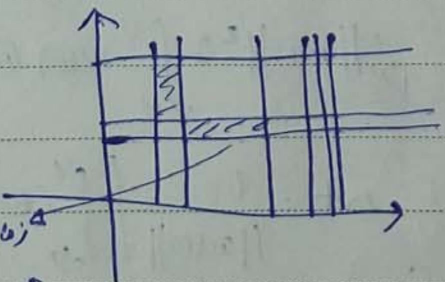
در غیر اینصورت این window قابل قبول نیست.

مشکلات : (STFT)

تو فقط این روش نمی‌توانیم تغییرات سریع را تشخیص دهیم. مثلاً 1ms نمونه‌برداری کنیم و در کمتر از 1ms تغییرات سریع رخ دهد دیده نمی‌شود.



یعنی ممکن است در همه شرایط پاسخگو نباشد. و به وضعیت متغیر نیاز داریم که تغییرات را ببینید.



زمان‌های مختلف داشته باشیم (این نیست)

هدف این است که به این برسیم.

روش wavelet بهتر دیده.

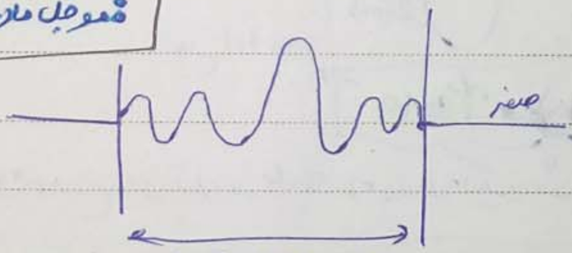
wavelet:

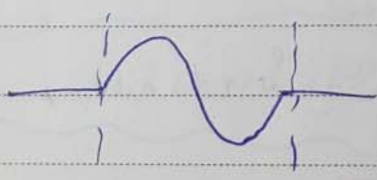
Wavelet (موجک)
- Scale → f
- timeShift (position) → t

original wavelet (mother wavelet) | موجک مادر

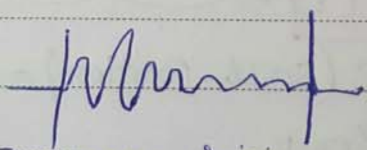
خاصیت:
- limited duration — زمان محدود
- Zero avrage — متوسط صفر

موجک مادر





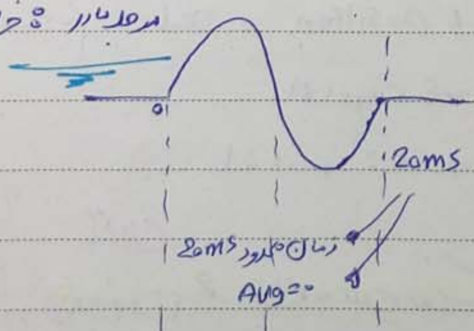
یا



فرض شود avg صفر است.

Scale: → f

موجک مادر: فرض شود

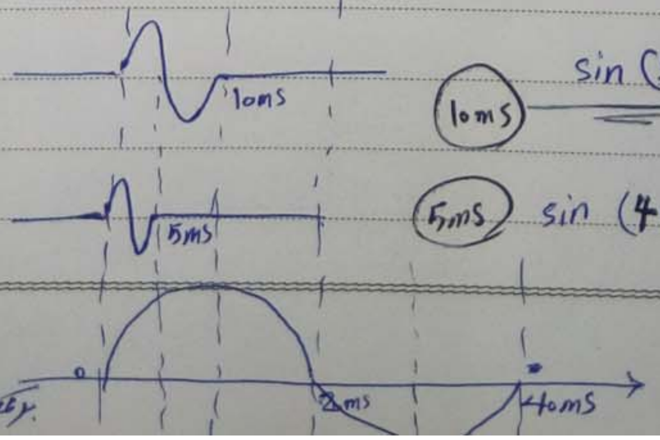


Scale: a

موجک مادر

$f(t) = \sin(100\pi t)$, $a = 1$

20ms



10ms — $\sin(2 \times 100\pi t)$, $a = 2$

فرکانس دو برابر

5ms — $\sin(4 \times 100\pi t)$, $a = 4$

$\sin(\frac{1}{2} \times 100\pi t)$, $a = \frac{1}{2}$

برعکس برای a ها

Subject: Day. Month. Year.

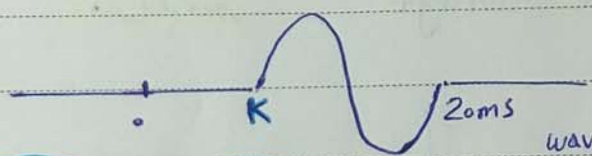
scale

$a>1$ ← فشرده سازی سیگنال ← (افزایش a برابر میشود در نصف زمان $\frac{1}{a}$ ام می شود و فشرده تر)

$a<1$ ← باز کردن سیگنال

scale های در فرکانس های مختلف سیگنال های مختلف ایجاد می کنیم.

time shift : (position) → t



$\Psi(t-k)$ ← به اندازه $t=ks$ شیفت پیدا کرد. ← تابع wavelet

تمام موج های قبلی در scale را می توان اینگونه شیفت داد.

CWT :

$$C(\text{scale}, \text{position}) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)\, \Psi(\text{scale}, \text{position}, t)\, dt$$

↓ CWT continous wavelet transform

wavelet

$$= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{a}} f(t)\, \Psi(a,b,t)\, dt$$

در عمل میتوانیم scale و position را مقدارهای مختلف نیز گذاشت.

مثلاً scale → ۰٫۱ : ۰٫۱ : ۵

position → ۰٫۰۰۱ : ۰٫۰۰۱ : ۱

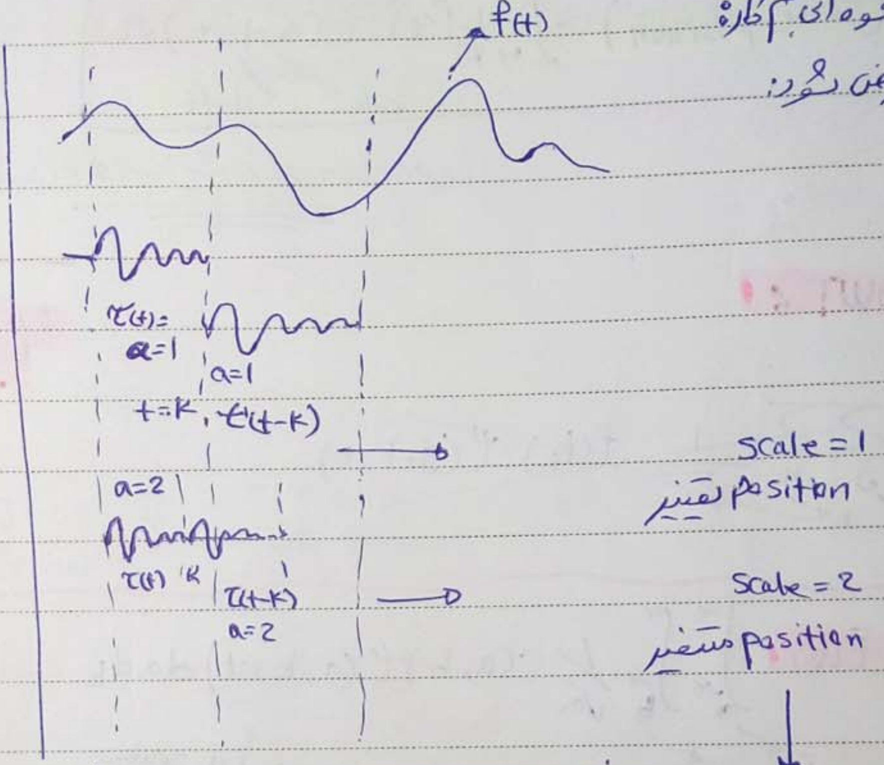
CWT

مفهوم : تشابه بین دو سیگنال $f(t)$ و Ψ را نشان می دهد.

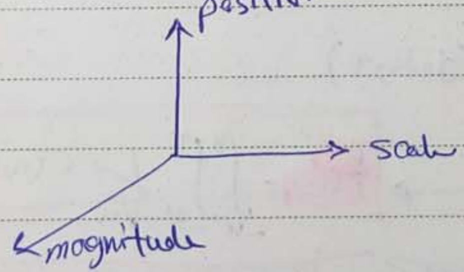
Subject. 14

Day. Month. Year.

نمونه‌ای از کاره فرض شود:



در scale های مختلف و position های مختلف، این دو سیگنال در هم ضرب می‌شود و مقایسه می‌شوند.



Subject.

Day. Month. Year.

CWT:

$$\boxed{C(\text{scale}, \text{position}) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{a}} f(t)\, \psi(\underbrace{a}_{\text{scale}}, \underbrace{b}_{\text{shift}}, t)\, dt}$$

عیب:

الگوریتم سنگین است و فضای محاسبات زیاد خواهد بود.

DWT:

میریم سراغ DWT:
Desrit

$$\cancel{\sum_{\substack{j \\ a}} \sum_{\substack{k \\ b}} \frac{1}{\sqrt{a}} f(t_k)\, \psi(j, k, t)}$$

$$\boxed{f(t) = \int_{\substack{-\infty \\ a \to j}}^{\infty} \int_{\substack{-\infty \\ b \to k}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{a}} C(a, b)\, \psi(a, b, t)\, da\, db}$$

$\begin{cases} a: \text{scale} \\ b: \text{shift} \end{cases}$

$$f(t) = \sum_{\substack{j \\ a}} \sum_{\substack{k \\ b}} \frac{1}{\sqrt{a}} C_{jk}\, \psi(j, k, t)$$

$$\boxed{f(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{a}} C(a,b)\, \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) da\, db}$$

$\begin{cases} a = 2^{j} \\ b = 2^{j} k \end{cases}$ $\quad j, k \in \mathbb{Z}$

مثلاً $j = -2$ ، $a = 1/4$

$j = 0$ ، $a = 1$

$$\boxed{\frac{t-b}{a} = 2^{-j} t - k}$$

$$\Longrightarrow \boxed{f(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} 2^{-j/2} C_{jk}\, \psi(2^{-j} t - k)}$$

j ، a تغییرات فرکانسی

k ، b تغییرات زمانی

for a given j :

$$\boxed{D_j(t)} \triangleq \sum_{k=-\infty}^{\infty} 2^{-j/2} c_{jk}\, \psi(2^{-j}t - k)$$

برای بدست آوردن J ها Detail ها را با همان فرکانس بالاها

$$f(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} D_j(t)$$

در کل زمان sweap می کنیم

$$\underset{j<J}{\longleftarrow} \quad J \quad \underset{j>J}{\longrightarrow}$$

high frequencies — Low frequency

$\boxed{j \text{ (scale)}}$

Approximation

$$\boxed{A_J(t) = \sum_{j>J} D_j(t)} \longrightarrow$$ فرکانس های پایین را sweap می کنیم

فرکانس پایین ها

$$J-1 \longrightarrow \boxed{A_{J-1}(t) = \sum_{j>J-1} D_j(t) = D_J(t) + \underbrace{\sum_{j>J} D_j(t)}_{A_J(t)}}$$

$$\boxed{A_{J-1}(t) = D_J(t) + A_J(t)}$$

if $J=1$, $A_0(t) = A_1(t) + D_1(t)$

$$A_0(t) = \sum_{j>0} D_j(t) = f(t)$$

$j=1 \longrightarrow f(t) = A_1(t) + D_1(t)$

$j=2 \longrightarrow A_1(t) = A_2(t) + D_2(t)$

$j=3 \longrightarrow A_2(t) = A_3(t) + D_3(t)$

$\vdots$

$j=N+1 \longrightarrow A_N(t) = A_{N+1}(t) + D_{N+1}(t)$

$$\boxed{f(t) = A_{N+1}(t) + D_{N+1}(t) + D_N(t) + \cdots + D_3(t) + D_2(t) + D_1(t)}$$

D ها فرکانس بالای سیگنال و A ها فرکانس پایین (Approximation) سیگنال هستند.

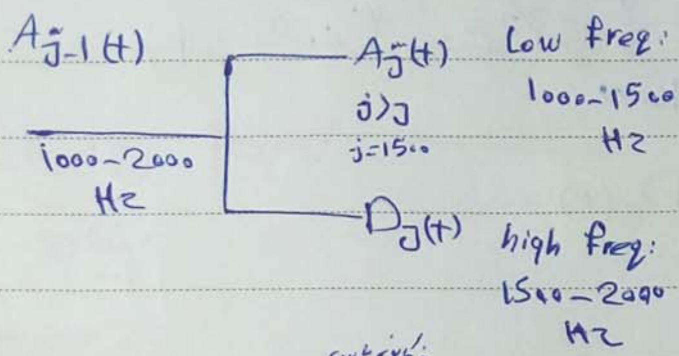
D ها (Detail) ها فرکانس های بالا

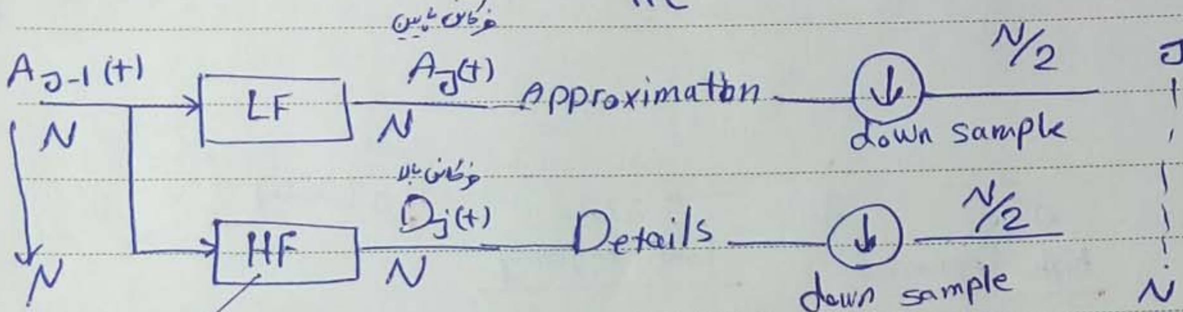
A ها فرکانس های پایین را sweep می کنند.

Subject. Day. Month. Year.

مثال :

مبنای این کار 2^j هست





با توجه به بالا پس فرکانس قطع LF و HF 1500 است

✓ اگر N سمپل داشته باشیم $A_j(t)$ N تا سمپل

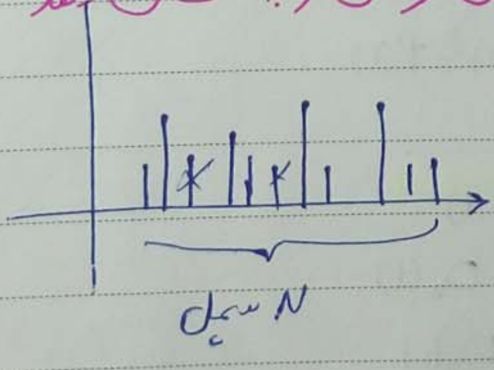
و $D_j(t)$ هم N سمپل دارند که مجموعاً 2N سمپل می شوند

که زیادن بنابراین جدا شون down sample قرار میدهند تا سمپل را کاهش دهد.

✓ قضیه نمونه برداری : فرکانس نمونه برداری حداقل 2 برابر فرکانس سمپل باشد.

✓ مثلاً اگر بخواهیم 1000 Hz را مشاهده کنیم باید با فرکانس 2000 Hz نمونه برداری کنیم.

بایستی جوری نمونه برداری کنیم که آن فرکانس را به ما نشان دهد.

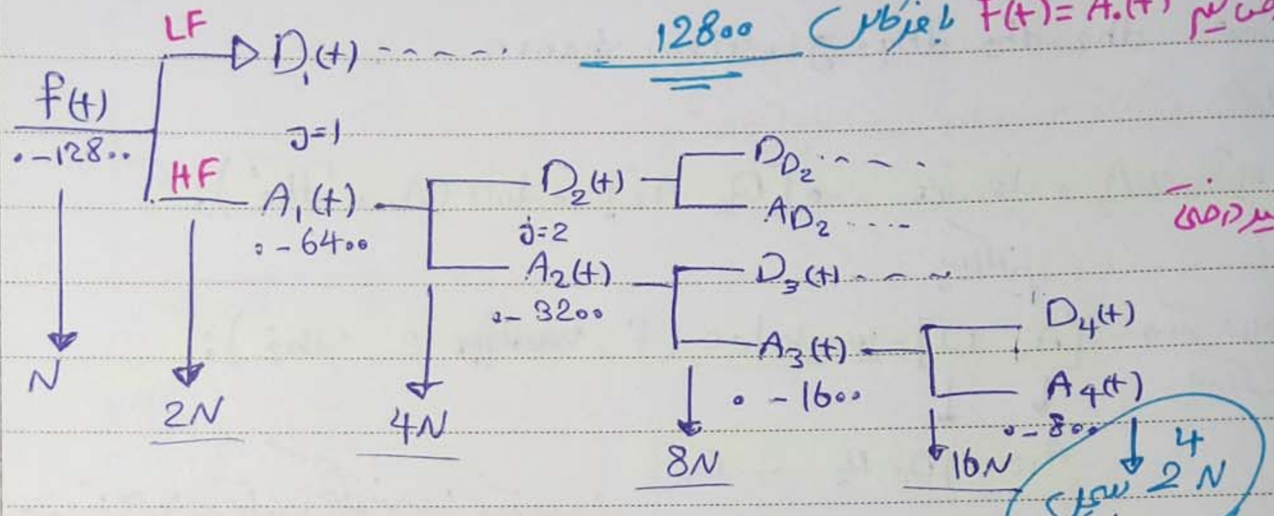


برخی از سمپل ها حذف می شوند تا N/2 و قضیه نمونه برداری هم در این حالت صدق می کند.

$\boxed{N : \text{یک بردار سطری است}}$

مثال:

فرض کنیم $f(t)=A_0(t)$ با فرکانس 12800



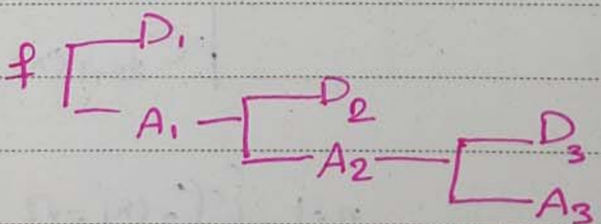
مسیر فرعی

هرچه به سمت فرکانس پایین بریم ← تعداد سمپل ها بیشتر خواهد بود.

مثال: اگر بخواهیم فلیکر را بررسی کنیم. (55Hz)

A_5	0–400 Hz
A_6	0–200 "
A_7	0–100 "
A_8	0–50 Hz
A_9	0–25 "

پس باید A_9 را پیدا کنیم تا ببینیم فلیکر هست یا نه



$$\begin{cases} f(t) = A_J(t) + D_J(t) + D_{J-1}(t) + \dots + D_2(t) + D_1(t) \\ f = [\dots\dots]; \end{cases}$$

برای بدست آوردن این اطلاعات از متلب:

چگونه Detail ها و A ها را از متلب پیدا کنیم:

$[A_1 \;\; D_1] = \mathrm{dwt}(f, \text{Wname})$ 'db2' wavelet

اطلاعات A_1 و D_1 را میدهد

در متلب Wname: 'haar' (haar), Daubechies: 'db', Symlet: 'sym',
Coiflets: 'coif', gaussian: 'gaus',
shanon: 'shan'

Subject .... Day. ..... Month. ...... Year. ......

درمورد db2, db3, db4, gaussian, shanon
معمولاً از

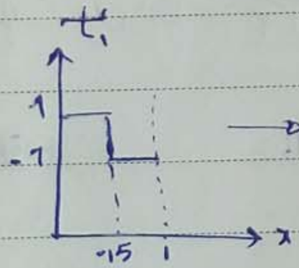
مثلاً d2 و A_2 را می‌خواهیم → $[D_2 \;\; A_2] = dwt(A_1, 'db2');$

پیدا کنیم
اگر بخواهیم کل پیدا کنیم. → $[A \;\; D] = wavedec(f, 12, 'db2');$

$A \downarrow A_{12}$ $\quad D \downarrow [D_1, D_2 \ldots D_{12}]$

خود تابع مادر مرتب چگونه ساخته می‌شود:

در مورد تابع Haar:

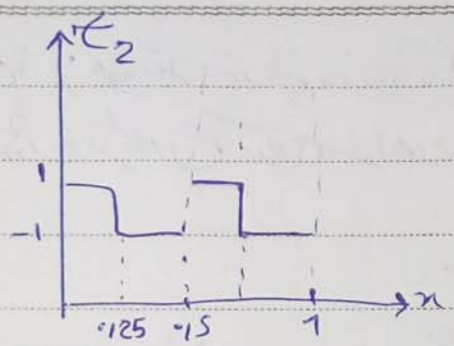


→ خاصیت موقعیت را دارد

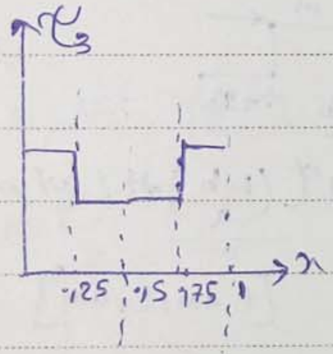
$$\begin{cases} \psi_{2n}(x) = \sqrt{2} \sum_{k=0}^{2N-1} h(k)\, \psi_n(2x-k) \\ \psi_{2n+1}(x) = \sqrt{2} \sum_{k=0}^{2N-1} g(k)\, \psi_n(2x-k) \end{cases}$$

$$n=1 \quad \begin{cases} \psi_2(x) = \sqrt{2} \sum_{k=0}^{2N-1} h(k)\, \psi_1(2x-k) = \psi_1(2x) + \psi_1(2x-1) \\ \psi_3(x) = \sqrt{2} \sum_{k=0}^{2N-1} g(k)\, \psi_1(2x-k) = \psi_1(2x) - \psi_1(2x-1) \end{cases}$$

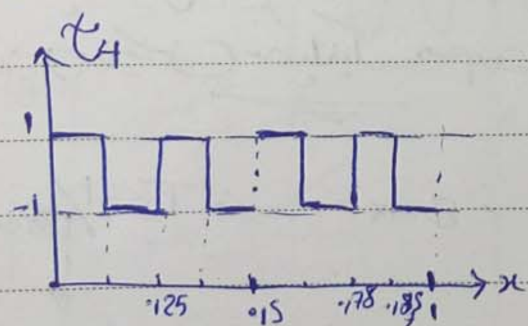
$$haar: \begin{cases} N=1 \\ h(0) = h(1) = \frac{1}{\sqrt{2}} \\ g(0) = -g(1) = 1/\sqrt{2} \end{cases}$$



انگار هر کدام دو برابر شده . چون فشرده شده نسبت به ψ_1 .



$$\begin{cases} \psi_4 = \psi_2(2x) + \psi_2(2x-1) \\ \psi_4 = \psi_2(2x) - \psi_2(2x-1) \end{cases}$$



یکی از مزایای wavelet :

wavelet می تواند خطاهای موجود در سیستم را شناسایی کند.
همچنین sag و swell را هم می تواند تشخیص بدهد

$\boxed{\text{scale} \uparrow \rightarrow \text{freq} \downarrow}$

Subject .... Day .... Month .... Year ....

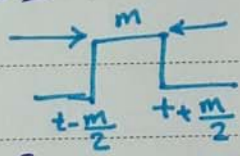
f_c

1- معمولاً از موجک تبدیل فوریه میگیریم و فرکانسی که در آن دامنه بیشترین مقدار را داشته باشد، فرکانس مرکزی خواهد بود. f_c

در متلب:

فرکانس مرکزی `fc = centfreq('db4', 8, 'plot');`

2- در STFT و window فاصله زمانیش ثابت بود. مثلاً در فاصله $t-m$ و $t+m$ تغییر می‌کرد.



اما در اینجا $\int f(t)\,\psi\left(\frac{t-b}{a}\right)dt$

$[t-am,\ t+am]$

پس بر حسب متغیر

$\boxed{1/T_s}$ فرکانس سمپلینگ

همچنین: $\boxed{f \propto \frac{f_c}{a} \cdot f_s}$ ← فرکانس مرکزی

با scale تغییر می‌کند

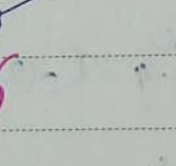
1- هرچه سمپل بیشتر باشد فرکانس‌های بالاتر را مشاهده می‌کنیم.

1- پس فرکانس سمپلینگ هم روی فرکانس مرکزی تأثیر دارد.

مثلاً در متلب: `fs = 12800 ; jmin = ... ; jmax = ... ; Ts = 1/12800 ;`

1- فرکانس 6400 را می‌توانیم ببینیم

`a = 2.^[jmin:jmax] ;` شماره رنگ



استخراج فرکانس مرکزی: `cf = cenfreq(wname, 8, 'plot');`

`f = scale2frq(a, wname, Ts);` ←

1- این فرکانسی را که می‌توانیم مشاهده کنیم را به ما می‌دهد.

Subject. 18
Day. Month. Year.

e.g : if $a = [2^{-1} \ldots 2^{8}] \longrightarrow f/_{'db4'} = [18286, 36]\ Hz,\ f_c = 0.71429\ Hz$

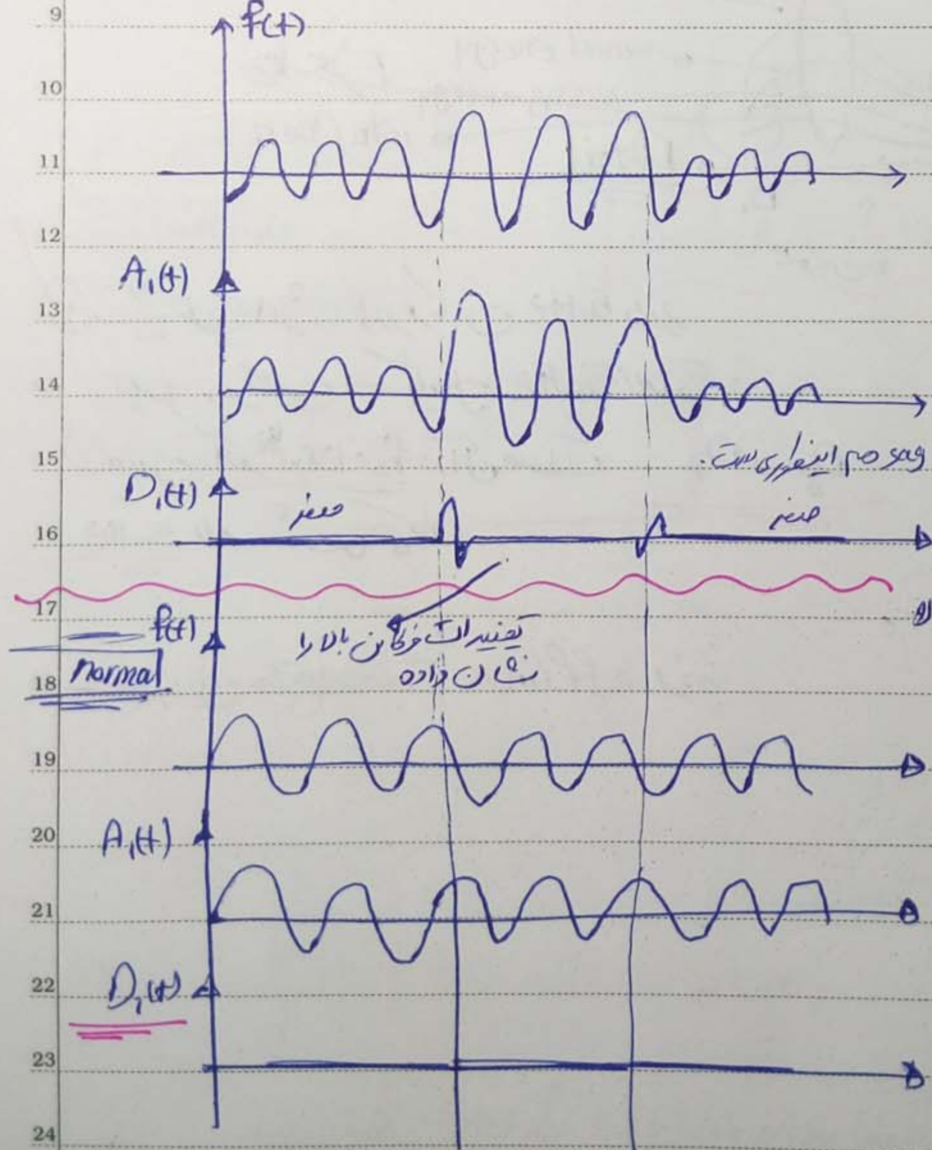
$f/_{'db2'} = [17.67, 33]\ Hz,\ f_c = 0.16667\ Hz$

این فرکانس بالا را نمی‌شود دید.

تشخیص خطا از طریق راه اندازی در سیستم‌های مدرن (ترانس)، plot ها

تفاوت هر دو را نشان میدهد

فرض شود:



swell اتفاق افتاده.
فرکانس 50Hz

A_1 فرکانس پایین هاست
پس میتونه 50Hz را داشته باشد در swell هم اینطوری هست.

در sag هم اینطوری هست.

D_1 فرکانس بالاهاست و فرکانس بالا را نشان میدهد.

بر اساس D مشخص می‌شود که اتفاقی رخ داده،

D_1 متفاوته ولی نمی‌شود تشخیص داد که sag یا swell یا چیز دیگه رخ داده.

Subject Day. Month. Year.

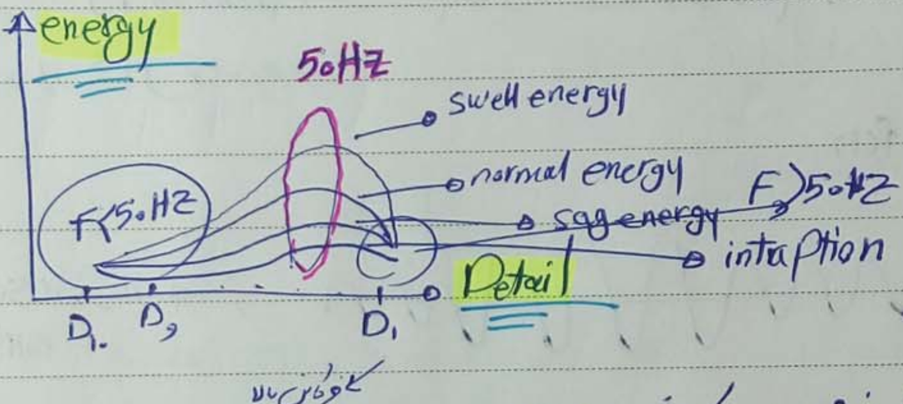
بنابراین برای تشخیص این خطاها یا کلیدها از همدیگر از ؟ (سراغ رابطه انرژی می‌رویم)

در متلب:

$$\boxed{[A \;\; D] = \text{wavedec}(f_0t, 10, \text{'db4'});}$$

$$\boxed{[EA \;\; ED] = \text{wenergy}(A \;\; D)}$$

انرژی $E(A_{10})$ ← ، → $E(D_{10})$



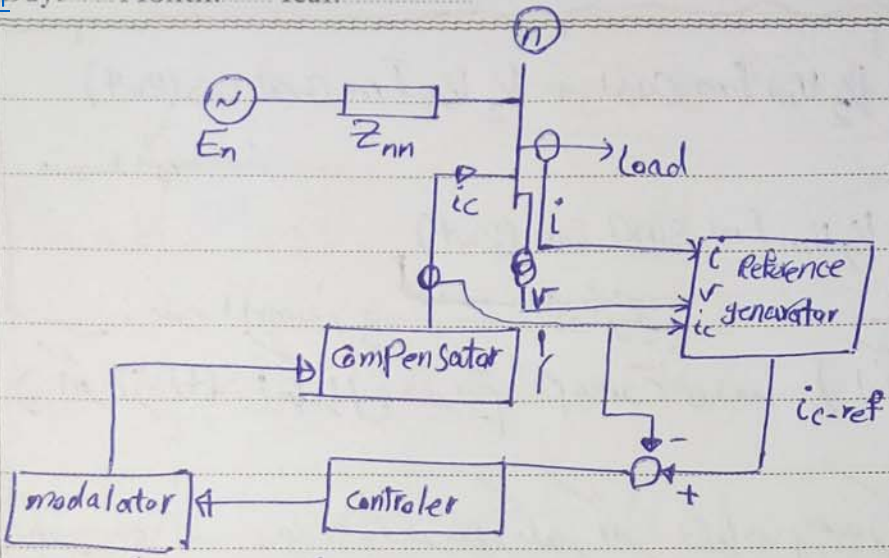
بیشترین انرژی را در فرکانس 50Hz دارد چون فرکانس سیگنال 50Hz است.

پس اگر $f_s = 12800\,Hz$ در آن صورت D_7 و D_8 50Hz را مشخص می‌کند.

همه این‌ها محاسبات offline بوده.

جبرانسازی :

جبران سازی :



reference generator ← رفرنس جریان مورد نظر ما را به جبرانساز میدهد تا مشکلات را حل کند

توان های الکتریکی : P ، Q و S

P: active Power

Q: reactive "

S: Apperant "

$S \overset{?}{=} V(t)\, i(t)$ توان ظاهری

مهم ترین رابطه

$$\boxed{S^2 = P^2 + Q^2}$$

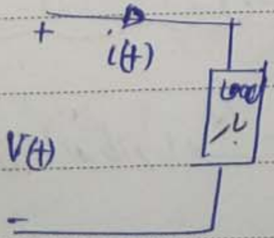
توان اکتیو قابل حس است.

✓ هر جریان های قدرت پریودیک هستند.

سیگنال

Periodic signal:

سیستم تکفازی را در نظر میگیریم :



① ✓ این سیستم متعادل و سینوسی است.

$$\begin{cases} V(t) = V_m \cos(\omega t) \\ i(t) = I_m \cos(\omega t - \theta) \end{cases}$$

طبق تعریف

$$S(t) \overset{?}{=} V(t)\, I(t) = V_m I_m \Big[\cos\theta \underbrace{\cos^2(\omega t)}_{\frac{1+\cos 2\omega t}{2}} + \sin\theta \underbrace{\sin(\omega t)\cos(\omega t)}_{\frac{1}{2}\sin(2\omega t)}\Big]$$

پس توان ظاهری در سیستم متعادل متشکل از توان اکتیو + نوسانات توان اکتیو + توان راکتیو هست

Subject. Day. Month. Year.

توان متوسط P — $\tilde{P}(t)$ توان نوسانی

$$S(t) \overset{?}{=} V(t)\,I(t) = \tfrac{1}{2}V_m I_m \cos\theta + \tfrac{1}{2}V_m I_m \cos\theta \cos(2\omega t)$$

متوسط این ها صفر

$$+\tfrac{1}{2}V_m I_m \sin\theta \sin(2\omega t)$$

توان ظاهری در سیستم تکفاز، متعادل و سینوسی

Q ماکزیمم — متوسط این هم صفر

اگر از $S(t)$ انتگرال بگیریم P بدست می آمد. (انتگرال گیری = متوسط گیری)

پس تعبیر می شود در مدار تکفاز اگر Q را هم صفر کنیم باز توان نوسانی داریم.

بنابراین در مدار تکفاز

$$\boxed{S = P + \tilde{P} + Q}$$

$V_a(t) = V_m\cos(\omega t)$, $V_b = V_m\cos(\omega t - 120)$, $V_c = V_m\cos(\omega t + 120)$

$i_a(t) = I_m\cos(\omega t + \theta)$, $I_b = I_m\cos(\omega t - 120 + \theta)$, $I_c = I_m\cos(\omega t + 120 + \theta)$

i ها هم به این ترتیب

در مدار سه فازه:

$$V_a(t)\,i_a(t) = \tfrac{1}{2}V_m I_m\cos\theta + \tfrac{1}{2}V_m I_m\cos\theta\cos(2\omega t) + \tfrac{1}{2}V_m I_m\sin\theta\sin(2\omega t)$$

$$V_b(t)\,i_b(t) = \tfrac{1}{2}V_m I_m\cos\theta + \tfrac{1}{2}V_m I_m\cos\theta\underbrace{\cos(2\omega + 120)}_{\cos(2\omega t - 240)} + \tfrac{1}{2}V_m I_m\sin\theta\sin(2\omega t + 120)$$

$$V_c(t)\,i_c(t) = \tfrac{1}{2}V_m I_m\cos\theta + \tfrac{1}{2}V_m I_m\cos\theta\underbrace{\cos(2\omega - 120)}_{\cos(2\omega t + 240)} + \tfrac{1}{2}V_m I_m\sin\theta\sin(2\omega t - 120)$$

$+$ جمع

$$V_a(t)\,i_a(t) + V_b(t)\,i_b(t) + V_c(t)\,i_c(t) = P(t) = \underbrace{\tfrac{3}{2}V_m I_m\cos\theta}_{\text{توان متوسط}} + \underbrace{0}_{\text{نوسان صفر}} + \underbrace{0}_{Q=0}$$

توان اکتیو یا متوسط در سیستم سه فاز متعادل

انتظار داشتیم طبق تعریف سیستم تکفاز این توان ظاهری باشد ولی توان اکتیو می باشد.

توان اکتیو در سیستم سه فاز $\rightarrow$ $\boxed{P = \tfrac{3}{2}V_m I_m\cos\theta}$

پس در سیستم سه فاز حاصل جمع $V.i$ هر فاز برابر با توان اکتیو می باشد.

مشکل ما تعریف درست توان ظاهری و توان راکتیو است. و می خواهیم تعاریف درست توان راکتیو و ظاهری را پیدا کنیم.

پس در سیستم تکفاز متعادل $v(t)i(t)$ توان ظاهری نیست ولی در سیستم سه‌فاز متعادل $v(t)i(t)$ مربوط به هر فاز توان اکتیو است:

$$p(t) = 3V_{rms} I_{rms} \cos\theta$$

Subject. 20

Day. Month. Year. در سه‌فاز متعادل سینوسی

$$\boxed{\text{تعاریف اولیه توان‌ها: ولی حتماً درست نیستند.}}$$

$$\boxed{\text{برای سه فاز}}$$

مقدار مؤثر a-e

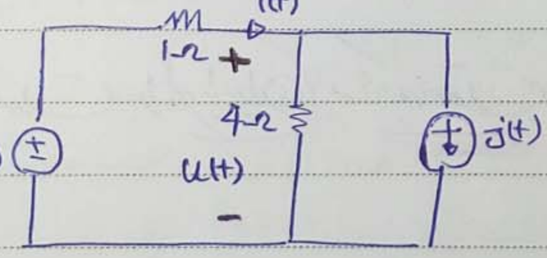
3 تا تعریف برای توان ظاهری

$$\begin{cases} S_1 = \sqrt{P^2 + Q^2} \\ S_2 = \underbrace{V_{a-e}}_{\text{مؤثر}} \underbrace{I_{a-e}}_{\text{مؤثر}} + V_{b-e} I_{b-e} + V_{c-e} I_{c-e} \\ S_3 = \sqrt{V_{a-e}^2 + V_{b-e}^2 + V_{c-e}^2} \cdot \sqrt{I_{a-e}^2 + I_{b-e}^2 + I_{c-e}^2} \end{cases}$$

مفهوم این نیست که غلط یا درست‌اند، شاید در شرایطی درست و در شرایطی غلط باشند.
یعنی به این معنی است که تعاریف توان‌ها وقتی سیستم سه‌فاز است ممکن است درست نباشد.

example: (ادوات الکترونیک قدرت)

می‌خواهیم توان‌ها در سر بار را حساب کنیم



$j(t)$: یعنی که به صورت منبع جریان نشان داده‌ایم.

مشخصات:

$$\begin{cases} j(t) = 50\sqrt{2}\sin(3\omega_1 t) & \text{بار دارای هارمونیک 3 است.} \\ e(t) = 100\sqrt{2}\sin(\omega_1 t) \end{cases}$$

پاسخ:

$$\begin{cases} KVL: & e(t) = i(t) + u(t) \\ KCL: & j(t) + \dfrac{u(t)}{4} = i(t) \end{cases} \Longrightarrow i(t) = j(t) + \frac{e(t) - i(t)}{4}$$

$$\Downarrow$$

$$\begin{cases} i(t) = 20\sqrt{2}\sin(\omega_1 t) + 40\sqrt{2}\sin(3\omega_1 t) \\ u(t) = 80\sqrt{2}\sin(\omega_1 t) - 40\sqrt{2}\sin(3\omega_1 t) \end{cases}$$

این دو تا در یک راستا.

i و u اگر یک راستا بودن جمع شدن توان راکتیو صفر

مقدار مؤثر $\|i\| = \sqrt{20^2 + 40^2} = 44.7\ (A)$

مؤثر $\|u\| = \sqrt{80^2 + 40^2} = 89.4\ (V)$

Subject.

Day. Month. Year.

توان ظاهری ← $S = \underbrace{\|V\|}_{rms} \underbrace{\|i\|}_{rms} \simeq 4KVA$

S_2 طبق تعریف

$VI\cos\varphi$ ← توان ← $P = 1600W - 1600W = 0$

$Q = 0 - 0 = 0$

در یک راستا . در یک راستا ← b و a اختلاف فاز ندارند

$$\boxed{?\ S_1 = \sqrt{P^2 + Q^2} = 0}$$

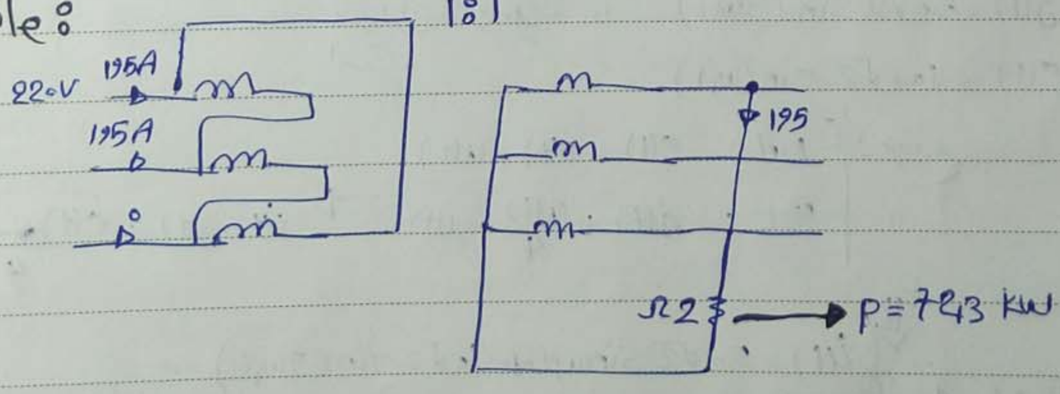
در این جا دنبال روابطی هستیم که توان راکتیو را درست حساب کنیم و در جبران سازی هم همان مقدار را در نظر بگیریم تا جبران سازی درست انجام شود.

نکته مهم:

توان راکتیو در شبکه قدرت برای پایداری شبکه برق مورد نیاز است. همه اش را جبران نمی کنند

(مثال نردبان)

example:



چون بار مقاومتی $Q = 0$

Subject. 21
Day. Month. Year.

$S_1=\sqrt{P^2+Q^2} \leftarrow S_1 = 72{,}3\,KVA \leftarrow S_1$ با توجه به رابطه

$S_2 = V_a i_a + V_b i_c + V_c i_c \leftarrow S_2 = 83{,}8\,KVA \leftarrow S_2$ "

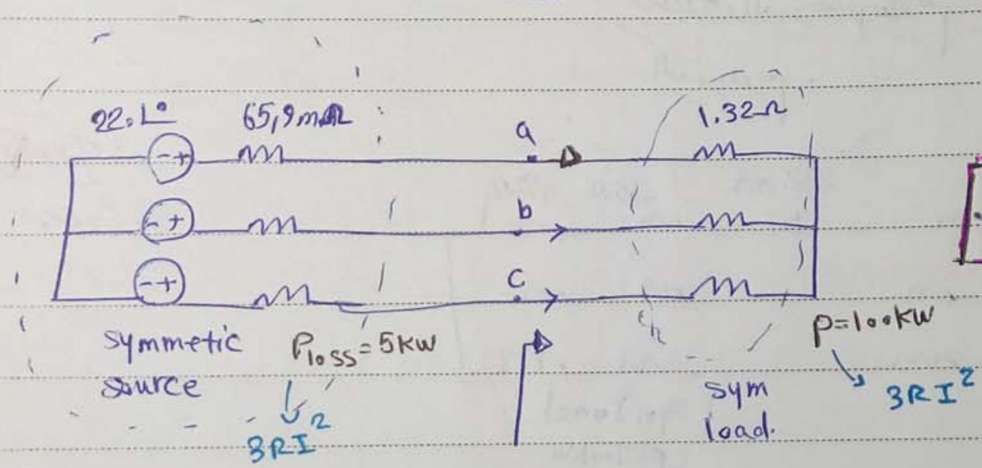
مقادیر rms

$S_3 = 102{,}7\,KVA \leftarrow S_3$ "

$S_3 = \sqrt{V_a^2+V_b^2+V_c^2}\cdot\sqrt{i_a^2+i_b^2+i_c^2}$

S_3 و S_2 در این جا بیشتر از R است در حالیکه هیچ عنصر راکتیوی در مدار نداریم.

مثال:



$\boxed{\text{بار و منبع متعادل}}$

محاسبه می‌شود $I_a = 159{,}1\,A$

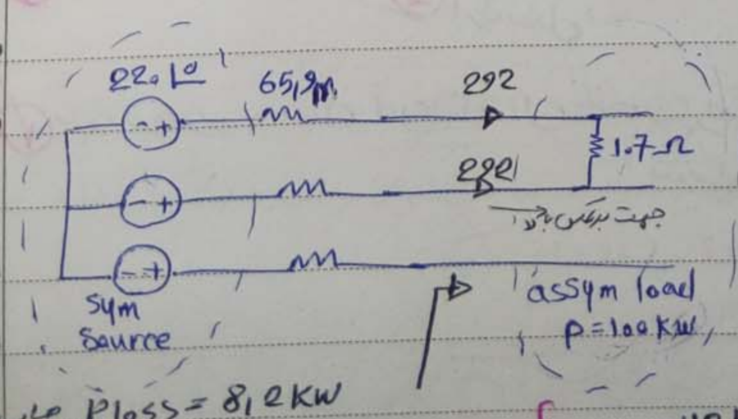
$I_b =$ "

$I_c =$ "

محاسبه می‌شود $S_A = S_B = S_C \simeq 100\,KW$

$p.f = \lambda \rightarrow \lambda_a=\lambda_b=\lambda_c=\frac{P}{S}=1$

$\boxed{\text{اگر نامتقارنی در بار ایجاد کنیم}}$



محاسبه شود $P_{loss} = 8{,}2\,KW$

محاسبه شود $\rightarrow$ $S_A = 119\,KVA$, $\lambda_A = 0{,}84$

$S_B = 149\,KVA$, $\lambda_B = 0{,}67$

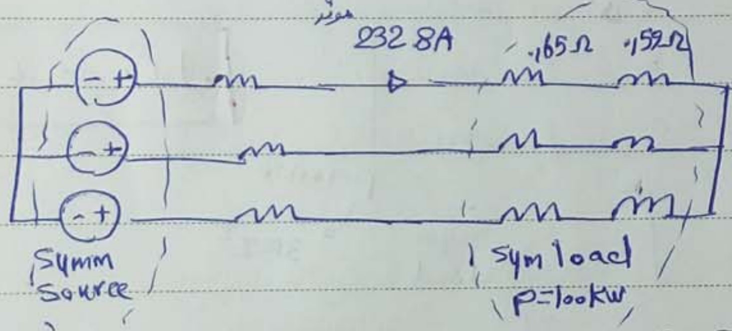
Subject.
Day. Month. Year.

اگر برای منبع سه‌فاز ⟶
$S_A = 128.48$ kVA
$S_B = 157.17$ kVA
$S_C = 128.48$ kVA

پس $\boxed{S > P}$

و توان راکتیو هم نداریم پس یک توان non غیر اکتیو داریم.

تمرین:
فرض شود:



$P_{loss} = 11.2$ kW

$S_A = ?$
$S_B = ?$
$S_C = ?$

محاسبه شود $S_A = S_B = S_C = 149$ kVA
$\lambda_A = \lambda_B = \lambda_C = 0.67$

در شبکه:

- وضعیت نرمال
  1. توان‌ها سینوسی بدون هارمونیک
  2. بار متعادل

- پس در هر سه مثال این ۳ توان ظاهری تعریف شده یکی شدند.

تعاریف توان ← در حوزه فرکانس
در حوزه زمان

تعریف توان Budaneau (periodic) ← در حوزه فرکانس

فرض شود تعدادی هارمونیک داریم:

$$\begin{cases} V_1 & I_1 & \varphi_1 \\ V_2 & I_2 & \varphi_2 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ V_n & I_n & \varphi_n \\ \vdots & \vdots & \vdots \end{cases}$$

توان ها برای سیگنال های دارای هارمونیک اینگونه است.

تعاریف توان بودانو در حوزه فرکانس

$$P \triangleq \sum_n P_n = \sum_n V_n I_n \cos\varphi_n$$

$$Q \triangleq \sum_n Q_n = \sum_n V_n I_n \sin\varphi_n$$

$$S \triangleq VI = \sqrt{V_1^2+V_2^2+V_3^2+\cdots} \quad \sqrt{I_1^2+I_2^2+\cdots}$$

$$V \triangleq \sqrt{\frac{1}{T}\int_T V(t)^2\,dt}$$

$$I \triangleq \sqrt{\frac{1}{T}\int_T I(t)^2\,dt}$$

که نتیجه میگیرد $\boxed{S^2 \neq P^2+Q^2}$

وقتی نتیجه میگیرد علت این وجود هارمونیک هاست
یا اعوجاج ایجاد می کنند.

منابع توان اعوجاجی یک توان اعوجاجی در نظر گرفته $\boxed{D^2 = S^2 - P^2 - Q^2}$

توان اعوجاجی بودانو

Subject

Day. Month. Year.

فرض کنیم هارمونیک n و m داشته باشیم:

قبلا → $\boxed{Q = \underbrace{V_n I_n \sin\varphi_n}_{Q} \sin(2n\omega t) + V_m I_m \underset{\sin\varphi_m}{\sin}(2m\omega t)}$

درحالیکه بودانو فقط پیک توان ها را جمع زده و درست نیست

درستش اینه که ← ابتدا باید در حوزه زمان تابع کلی را بدست آوریم سپس برآیند را پیدا کنیم.

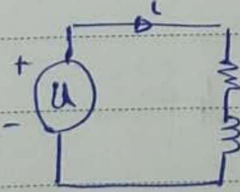
قبلا $\boxed{P = V_n I_n \underset{\cos\varphi_n}{\sin\varphi_n} + V_m I_m \cos\varphi_m}$

این با تعریف بودانو یکی است پس تعریف P بودانو درست می باشد.

بنابراین D هم به خاطر نادرست بودن Q در تعریف بودانو درست نخواهد بود.

مثال های نقضی برای نشان دادن نادرست بودن تعریف Q و D بودانو در زیر آورده ایم:

example:



$u = u_1 + u_5 + u_7$

$u_1 = 100\ V,\ u_5 = 20\ V,\ u_7 = 14.28\ V$

$\omega_1 = 1\ rad/s$

$$I_1 = |Y_1 u_1| = \left|\frac{100}{1+j}\right| = 70.7\ A$$

$$I_5 = |Y_5 u_5| = \left|\frac{20}{1+j5}\right| = 3.92\ A$$

$$I_7 = \left| \frac{14.28}{1+j7} \right| = 2.019 \ (A)$$

$$P = RI^2$$

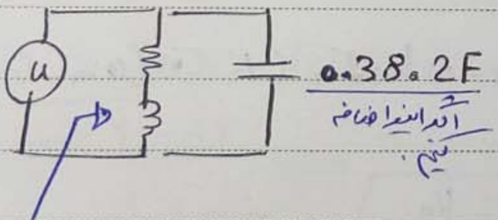
$$P = 1 \times (70.7^2 + 3.92^2 + 2.019^2) = 5019 \ W$$

بودانو $Q = \sum_{n=1,5,7} U_n I_n \sin \varphi_n = 51.5 \ VA$

بودانو $S = \underbrace{\sqrt{V_1^2 + V_5^2 + V_7^2}}_{V} \cdot \underbrace{\sqrt{I_1^2 + I_5^2 + I_7^2}}_{I} = 7295 \ (VA)$

$\boxed{\lambda = P/S} = \frac{5019}{7295} = 0.688$, $D = 14.7 \ VA$

فرض میشود می‌خواهیم جبران سازی انجام بدیم و یک خازن اضافه می‌کنیم. (همان مثال قبلی را)



$Q_{compensated} = 0$ if $C = 0.38.2F$

پس انتظار داریم چون $Q = 0 \rightarrow PF = 1$ شود
اگر S را حساب کنیم.

مقدار ولتاژ که تغییر نکرده از این بوده
فقط مقدار I تغییر می‌کند. چون I در
تغییر کرده. پس P که یکسان ولی
Q و S تغییر خواهد کرد.

$S = 7259 \ (VA)$

$D = 5244 \ (VA)$

طبیعتاً باید مقدار یکی باشد $P = 5019 \ W$

$\lambda = \frac{P}{S} = 0.691$

نکته. پس به جای $PF = 1$ ، PF کمتر شد پس یعنی توان راکتیو تعریفی بودانو درست نیست.

Subject: ......
Day ...... Month ...... Year ......

پس D هم مفهوم درستی ندارد در این تعریف و نادرست است تعریفش.

طبق تعاریف توان بودایف:

$$S^2 = \left(\sum_n U_n^2\right)\left(\sum_n I_n^2\right)$$

$$P^2 = \left[\sum_n \left(V_n I_n \cos(\varphi_n)\right)^2\right]$$

$$Q^2 = \left[\sum_n \left(U_n I_n \sin(\varphi_n)\right)^2\right]$$

$$D^2 = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2}$$

$$D = \sqrt{\frac{1}{2}\sum_m \sum_n \frac{V_m^2 I_n^2 + V_n^2 I_m^2 - 2V_m I_m V_n I_n \cos(\varphi_m - \varphi_n)}{A_{mn}}}$$

$$A_{mn} = (V_m I_n - V_n I_m)^2 + 2V_m I_m V_n I_n \left(1 - \cos(\varphi_m - \varphi_n)\right)$$

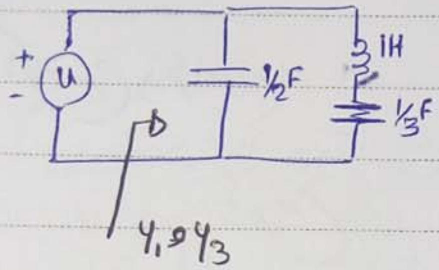
پس برای اینکه $D = 0$, if $\begin{cases} \boxed{\dfrac{V_m}{I_m} = \dfrac{V_n}{I_n}} \\ \boxed{\varphi_m = \varphi_n} \end{cases} \Longrightarrow \boxed{Z_m \angle \varphi_m = Z_n \angle \varphi_n}$

نتیجه گیری:

پس طبق تعریف بودایو برای اینکه D صفر باشد باید امپدانس در هر هارمونیک و زاویه امپدانس ها باهم برابر باشد.

مثال ①:

فرض شود:



$$u = \sqrt{2}\, V_1 \sin(w_1 t) + \sqrt{2}\, U_3 \sin(w_3 t)$$

$$w = 1\ rad/s$$

محاسبه می شوند ⟵

$Y_1 = j1$ مهو

$Y_3 = j1$ مهو $\xrightarrow[\text{قبلی}]{\text{طبق تعریف}} D = 0$

$i = \sqrt{2}\, U_1 \cos(w_1 t) + \sqrt{2}\, U_3 \cos(w_3 t)$

مثال: ② مداری داریم که مشخصات زیر را دارد:

$$u = \sqrt{2}\, V_1 \sin(w_1 t) + \sqrt{2}\, V_3 \sin(w_3 t)$$

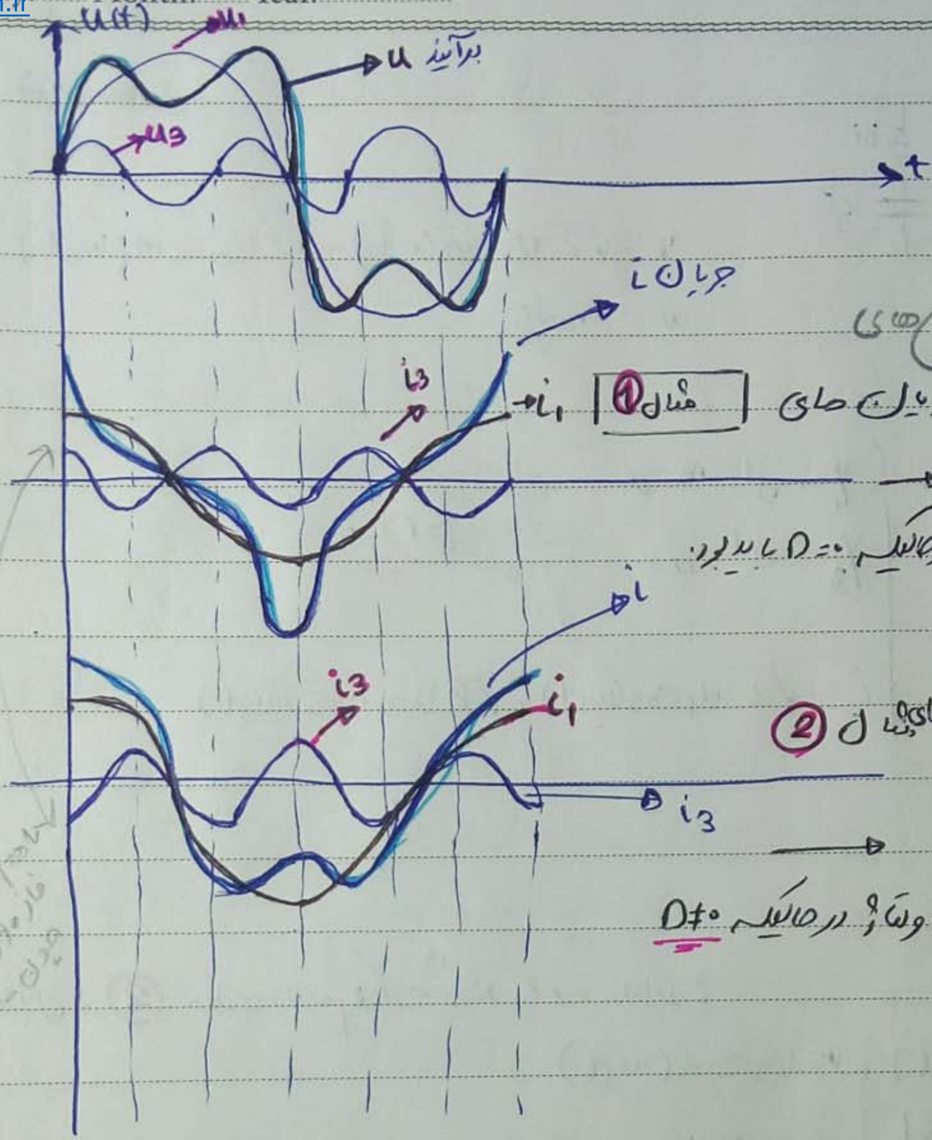
فرض شود ⟵ $Y_1 = j1$

$Y_3 = -j1$ $\xrightarrow{\text{پس}} D \neq 0$

چون با اینکه امپدانس ها یکی اند ولی فازورها برابر نیستند

پس جریان محاسبه می شود ⟵ $i = \sqrt{2}\, U_1 \cos(w_1 t) - \sqrt{2}\, U_3 \cos(w_3 t)$

Subject
Day. Month. Year.



شکل موج ولتاژ اصلی ←

جریان‌ها را از روی شکل موج‌های اصلی کشیدیم.

جریان های $\boxed{\text{مثال 1}}$

جریان با ولتاژ اصلاً یکی نیست و اعوجاج دارد. در حالیکه D=0 باید بود.

جریان های مثال 2

جریان $\frac{\pi}{2}$ درجه به جلو شیفت داده شده است نسبت به ولتاژ در حالیکه $D\neq0$ است.

بین مفهوم D با مفهوم اعوجاج شکل موج جریان و ولتاژ فرق تعریف

$D^2=S^2-P^2-Q^2$ یکی نیست. یعنی ممکن است D=0 باشد و ولتاژ و جریان شکل موجشان یکی نباشد. و یا ممکن است $D\neq0$ باشد ولی شکل موج یکی باشد و فقط شیفت داشته باشد.

نتیجه‌گیری: روش بودانو (حوزه فرکانس) مقدار Q و D به درستی محاسبه نشده است همچنین ممکن است $D\neq0$ باشد و شکل موج ولتاژ و جریان نسبت به هم اعوجاج نداشته باشد یا D=0 باشد و شکل موج ولتاژ و جریان نسبت به هم اعوجاج داشته باشند.

Subject. 25
Day. Month. Year.

حوزه زمان :

تئوری Fryze

هارمونیک ها را جداسازی کرده و گفت جریان دارای دو بخش اکتیو و راکتیو می باشد .

$$P=\frac{1}{T}\int_T v(t)\cdot i(t)\,dt \triangleq V\overset{\text{مؤثر}}{}\ \overset{\text{active}}{I_w} = \overset{\text{active}}{V_w}\ \overset{\text{مؤثر}}{I}$$

$$Q=\sqrt{S^2-P^2} \triangleq \overset{\text{مؤثر}}{V}\ \overset{\text{راکتیو}}{I_q} = \overset{\text{راکتیو}}{V_q}\ I$$

$V_w = P.F \times V_{eff}$ ولتاژ اکتیو

$I_w = P.F \times I_{eff}$ جریان اکتیو

$V_q = \sqrt{1-P.F^2} \times V$ ولتاژ راکتیو

$I_q = \sqrt{1-P.F^2} \times I$ جریان راکتیو

V و I ها مقادیر موثر اند

این راکتیو و غیر اکتیو را جدا نکرده

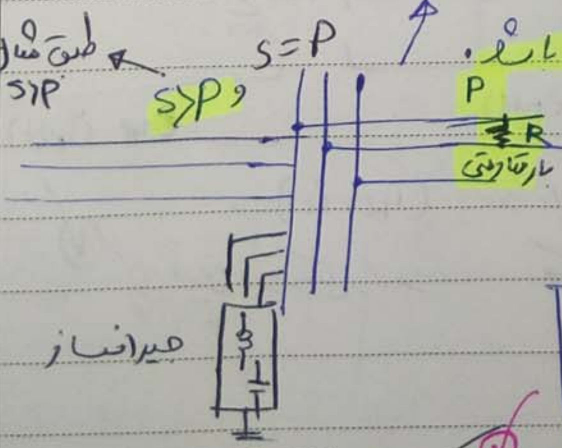
مثال :

حتی بار مقاومتی هم نیاز به جبران داشته باشد . ممکن است

پس فقط سلف و خازن تولید راکتیو نمی کنند

بلکه عوامل دیگری باعث تولید

توان غیر اکتیو می شوند



inactive غیر اکتیو

راکتیو

unbalance

عدم تعادل

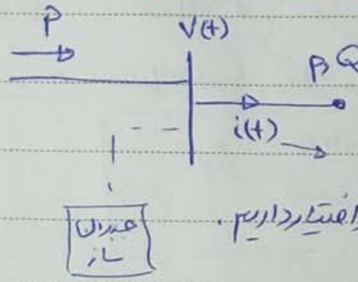
ممکنه شرایط دیگری مثل هارمونیک و فلیکر هم باشند .

Subject.

Day. Month. Year.

sheperd and Zakikhani: (1972)

تئوری دیگر :



هیچ جریان

نکته

بعد از فیلتر را در اختیار داریم. ← توجه گردد که می خواهیم جبران سازی را برای قبل از فیلتر انجام دهیم ولی جریان قبل از فیلتر در دسترس نمی باشد (مسائل امنیتی) بنابراین با جبران سازی جریان بعد از فیلتر جریان قبل از فیلتر نیز جبران می گردد.

$$V(t) = \sqrt{2}\sum_{n=1}^{\infty} V_n \cos(n\omega t - \alpha_n)$$

$$i(t) = \sqrt{2}\sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos(n\omega t - \beta_n)$$

$$\boxed{\phi_n = n\omega t - \beta_n - (n\omega t - \alpha_n) = \alpha_n - \beta_n}$$

$$i(t) = \sqrt{2}\sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos(n\omega t - \alpha_n + \overbrace{\alpha_n - \beta_n}^{\phi_n})$$

توجه شود زاویه ولتاژ

مقادیر لحظه ای

$$i(t) = \underbrace{\sqrt{2}\sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos\phi_n \cos(n\omega t - \alpha_n)}_{i_R(t)} + \underbrace{\sqrt{2}\sum_{n=1}^{\infty} -I_n \sin\phi_n \sin(n\omega t - \alpha_n)}_{i_r(t)}$$

پس $\frac{1}{T}\int_T i_R(t)\cdot i_r(t)\,dt = 0$ یا ضرب داخلی $(i_R \cdot i_r) = 0$

یعنی بر همدیگر عمود هستند که به میدانستیم.

$\frac{1}{T}\int_T |i_R||i_r|\cos\theta = 0$ ← پس عمود هستند که صفر شد

Subject. 26
Day. Month. Year.

مقادیر RMS جریان ها

$$I = RMS(i(t)) = \sqrt{\frac{1}{T}\int_T i(t)^2\,dt} = \sqrt{\sum_n I_n^2}$$

$$I_R = RMS(i_R(t)) = \sqrt{\frac{1}{T}\int_T i_R^2(t)\,dt} = \sqrt{\sum_n I_n^2 \cos^2\phi_n}$$

$$I_r = RMS(i_r(t)) = \sqrt{\frac{1}{T}\int_T i_r(t)^2\,dt} = \sqrt{\sum_n I_n^2 \sin\varphi_n^2}$$

$$\boxed{I^2 = I_R^2 + I_r^2}$$

$$\rightarrow V^2 I^2 = \underbrace{V^2 I_R^2}_{S_R^2} + \underbrace{V^2 I_r^2}_{Q_s^2}$$

S_R^2 ← توان مربوط به اکتیو

Q_s^2 → توان مربوط به راکتیو

$$\boxed{S^2 = S_R^2 + Q_{sz}^2}$$

S ← هم اکتیو و هم غیر اکتیو

Q_{sz}: راکتیو خالص

پس در این جا برعکس دیگران توان راکتیو را از ما بقی توان ها جدا کرده است.

در تئوری های قبلی توان اکتیو را جدا می کرد ولی در این جا توان راکتیو را جدا و ما بقی توان ها دیگر توان ها هستند.

یعنی S_R ← توان های که شامل راکتیو نیستند.

تئوری shanan ← تئوری بالا را بهبود داد.

سیس آمریز → $S_c = \sqrt{S_R^2 - P^2}$ ← S_R می توانست شامل غیر اکتیو نیز باشد

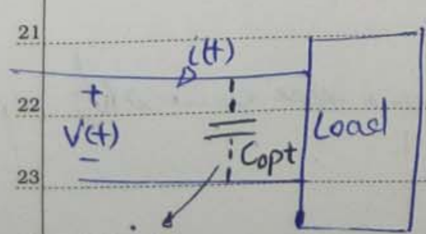
$$\boxed{S^2 = S_c^2 + P^2 + Q_{sz}^2}$$

S_c ← توان غیر اکتیو ← مثال های نقض اول فصل در بیوگرافی (ص ۲۵)

P^2 ← توان اکتیو

Q_{sz}^2 → توان راکتیو

فرض کنید می خواهیم جبران سازی کنیم:



جبران سازی

نتیجه گیری: shepred و Zadeh Khani توان راکتیو را از دیگر توان ها جدا کرده برعکس تئوری های دیگر که اکتیو را از غیر اکتیو جدا میکرد. - ترسیس shanan آمد مقدار غیر اکتیو را هم جدا کرد

Subject. Sc

Day. Month. Year.

~~این تئوری فوق العاده خوب است ولی فقط برای~~

مدارات تکفاز است.

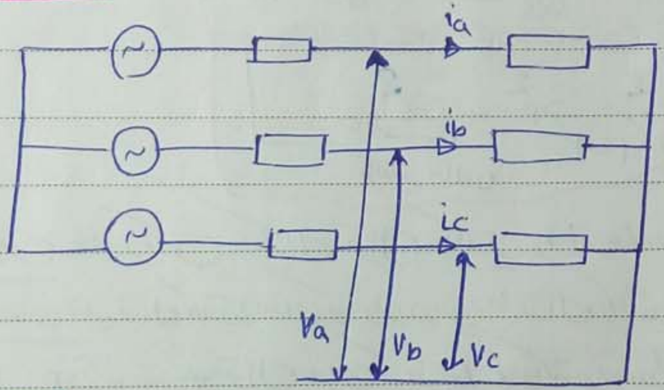
$$\boxed{C_{opt} = \frac{\sum_n n V_n I_n \sin \theta_n}{\frac{\omega}{2\pi f} \sum_n^N V_n^2}}$$

مزایا و معایب این تئوری:

این تئوری فوق العاده خوب است فقط برای مدارات تکفاز قابل استفاده است.

Minimization method:

سیستم سه فاز



روش Freze:

	active	reactive
$i_a \longrightarrow$	i_{aw}	i_{aq}
$i_b \longrightarrow$	i_{bw}	i_{bq}
$i_c \longrightarrow$	i_{cw}	i_{cq}

i_{aq}: جریان راکتیو که تولید توان راکتیو نمی کند

جریان بار

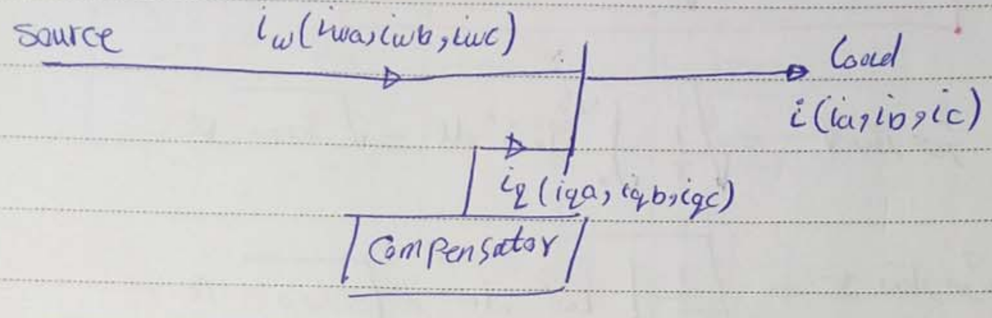
$$\boxed{i_{aw}^2 + i_{bw}^2 + i_{cw}^2} \Longrightarrow$$

در حقیقت مصلحه مصرف تلفات سیستم هستند

$$\boxed{(i_a - i_{aq})^2 + (i_b - i_{bq})^2 + (i_c - i_{cq})^2}$$

پس میان مقدار مینیمم سه را پیدا می کنند تا هم تلفات کمتر گردد و هم سه i توسط منبع اگر تولید شود جبران کننده Q را جبران می کند.

اگر سیستم را جبران‌سازی کنیم و تمام Q را جبرانساز فراهم نماید:



توان‌ها در سیستم سه فاز

دارای سیستم چهارم یا بدون آن: $\boxed{p(t) = v_a(t)\, i_a(t) + v_b(t)\, i_b(t) + v_c(t)\, i_c(t)}$

توان اکتیو ← $\boxed{p(t) = v_a(t)\, i_{wa}(t) + v_b(t)\, i_{wb}(t) + v_c(t)\, i_{wc}(t)}$

توان اکتیو تولیدی منبع

صادق

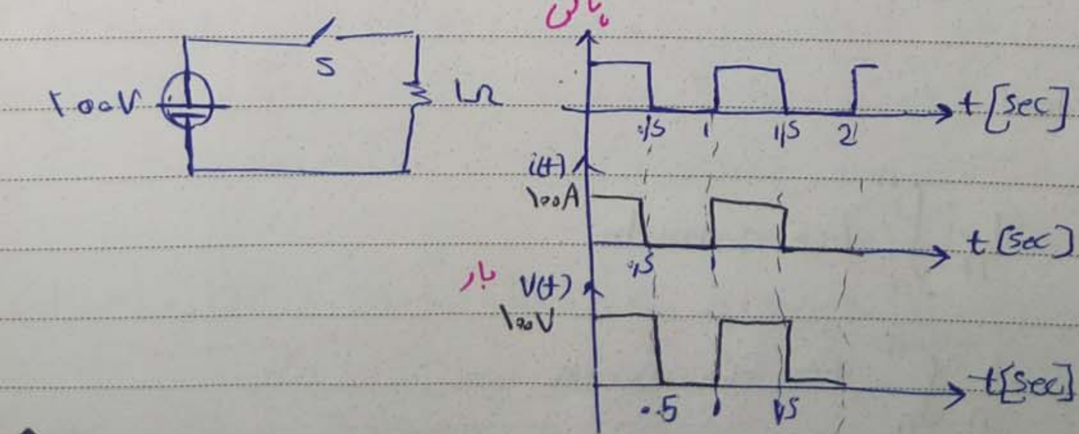
$v_a(t)$: مقدار لحظه‌ای ولتاژ فازها

$i_a(t)$: مقدار لحظه‌ای جریان فازها

این تعریف برای همه سیستم‌های متعادل و نامتعادل و تمام شکل موج‌ها صادق است. و $p(t)$ در تمام لحظات ثابت است و بر خلاف سیستم تکفاز هیچ نوسانی در توان اکتیو وجود ندارد.

e.g. Dc circute

مثالی در مورد جلسات قبل (در مورد توان‌های اکتیو و اکتیو ظاهری) (در مورد سیستم‌های Dc)



مقدار موثر یک سیگنال مانند u $\rightarrow U_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_T u(t)^2 dt}$

Subject.
Day. Month. Year.

محاسبات توان ها:

$$\text{مقدار موثر } V = \sqrt{\frac{1}{T}\int_T u(t)^2 dt}$$

$$\text{مقدار موثر } V = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^{0.5} (100)^2 dt} = \sqrt{5000}\ V$$

$$\text{مقدار موثر } I = \sqrt{\frac{1}{T}\int_T 100^2 dt} = \sqrt{5900}\ A$$

توان سمت Load $\quad p = VI = 5000\ W$ Load

توان تحت منبع: $V = 100V$, $I = \sqrt{5000}$ $\longrightarrow p = 100 I = 100\sqrt{5000} = 7100\ (VA)$

توان تولیدی منبع بیشتر از توان مصرفی بار است، پس در مدل های DC هم با این مشکلات روبرو هستیم.

تمرین: اگر سری فوریه بنویسیم:

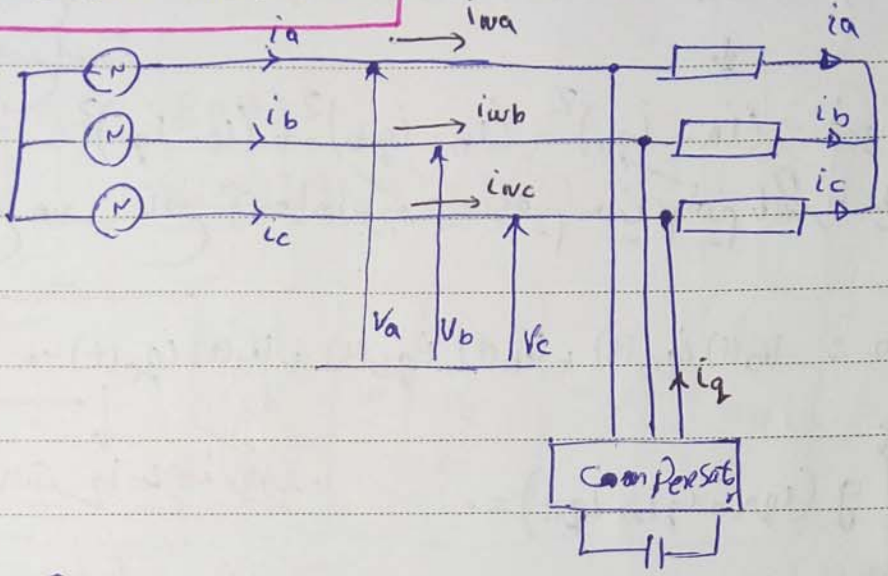
$$\begin{cases} u(t) = U_0 + \sum_n a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin n\omega t \\ i(t) = I_0 + \sum a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin n\omega t \\ E(t) = 100V. \end{cases}$$

$$a_n = \frac{1}{\pi}\int_{-\pi}^{\pi} f(x)\cos nx\, dx$$

$$b_n = \frac{1}{\pi}\int_{\pi}^{\pi} f(x)\sin nx\, dx$$

ادامه مینیمم سازی

minimzation method:



$$V(t) = \begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} \qquad i(t) = \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix}$$

$$i_w(t) = \begin{bmatrix} i_{wa}(t) \\ i_{wb}(t) \\ i_{wc}(t) \end{bmatrix} \qquad i_q(t) = \begin{bmatrix} i_{qa}(t) \\ i_{qb}(t) \\ i_{qc}(t) \end{bmatrix}$$

$$\boxed{p(t) = V_a(t)\, i_a(t) + V_b(t)\, i_b(t) + V_c(t)\, i_c(t)} \quad (1)$$

اگر i_q را جبران ساز جبران کند

$$\boxed{P(t) = V_a(t)\, i_{wa}(t) + V_b(t)\, i_{wb}(t) + V_c(t)\, i_{wc}(t)}$$

نکته: اگر i_q توسط جبران کننده جبران شود از سمت منبع فقط i_w خواهد گذشت در این حالت مقاومت سمت منبع منبع جریان i_w تلفات سمت منبع را می دهد، در نتیجه اگر i_w کمتر باشد تلفات کمتر خواهد بود.

هدف از مینیمم سازی: ① i_w فقط تولید توان اکتیو کند تا Q توسط جبران کننده جبران گردد. ② مقدار i_w کمترین باشد تا تلفات کمتر باشد.

$u^2 = 2uu'$

Subject.

Day. Month. Year.

تابع هدف

$$f(i_{wa}, i_{wb}, i_{wc}) = i_{wa}^2 + i_{wb}^2 + i_{wc}^2 \longrightarrow$$ در واقع تلفات سمت منبع است.

$$\Downarrow$$

$$f(i_{qa}, i_{qb}, i_{qc}) = (i_a - i_{qa})^2 + (i_b - i_{qb})^2 + (i_c - i_{qc})^2$$

تابع هدف تابع f خواهد بود که می‌خواهیم مینیمم کنیم با شرط پایین:

$$\boxed{\text{subject to: } v_a(t)\, i_{qa}(t) + v_b(t)\, i_{qb}(t) + v_c(t)\, i_{qc}(t) = 0}$$

شرط

توان اکتیو i_q ها صفر گردد.

$$\left\{ g(i_{qa}, i_{qb}, i_{qc}) = 0 \right.$$

یعنی می‌خواهیم تلفات (f) را کاهش دهیم به شرطی که i_q ها در تولید توان اکتیو نقشی نداشته باشند.

روش مینیمم سازی به روش لاگرانژ:

روش لاگرانژ / مشتقات جزئی نسبت به متغیر

$$\left\{ \frac{\partial f}{\partial i_{qk}} + \lambda \frac{\partial g}{\partial i_{qk}} = 0 \right.$$

مجهول ها: i_q ها و ضریب لاگرانژ

یعنی 4 متغیر مجهول داریم.

$\Downarrow$

پس باید 4 معادله 4 مجهولی داشته باشیم.

$$\begin{array}{r} \times\, v_a \\ \times\, v_b \\ \times\, v_c \\ + \end{array}\left\{\begin{array}{l} -2(i_a - i_{qa}) + \lambda v_a = 0 \\ -2(i_b - i_{qb}) + \lambda v_b = 0 \\ -2(i_c - i_{qc}) + \lambda v_c = 0 \\ v_a i_{qa} + v_b i_{qb} + v_c i_{qc} = 0 \end{array}\right.$$ (خود معادله g)

$$\begin{bmatrix} 2 & 0 & 0 & v_a \\ 0 & 2 & 0 & v_b \\ 0 & 0 & 2 & v_c \\ v_a & v_b & v_c & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qa} \\ i_{qb} \\ i_{qc} \\ \lambda \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2i_a \\ 2i_b \\ 2i_c \\ 0 \end{bmatrix}$$

صفحه بعد

$$-2p(t) + 0 + \lambda\,(V_a^2 + V_b^2 + V_c^2) = 0$$

$$\boxed{\lambda = \frac{2p(t)}{V_a^2(t) + V_b^2(t) + V_c^2(t)}} \qquad (2)$$

درنتیجه

$$\begin{bmatrix} i_{qa} \\ i_{qb} \\ i_{qc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \frac{\lambda}{2} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}$$

$$\boxed{\begin{bmatrix} i_{qa}(t) \\ i_{qb}(t) \\ i_{qc}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} - \frac{p(t)}{V_a(t)^2 + V_b(t)^2 + V_c(t)^2} \begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix}} \qquad (3)$$

پس :

$$\boxed{\begin{bmatrix} i_{wa}(t) \\ i_{wb}(t) \\ i_{wc}(t) \end{bmatrix} = \overbrace{\frac{p(t)}{V_a(t)^2 + V_b(t)^2 + V_c(t)^2}}^{\lambda/2} \begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix}} \qquad (4)$$

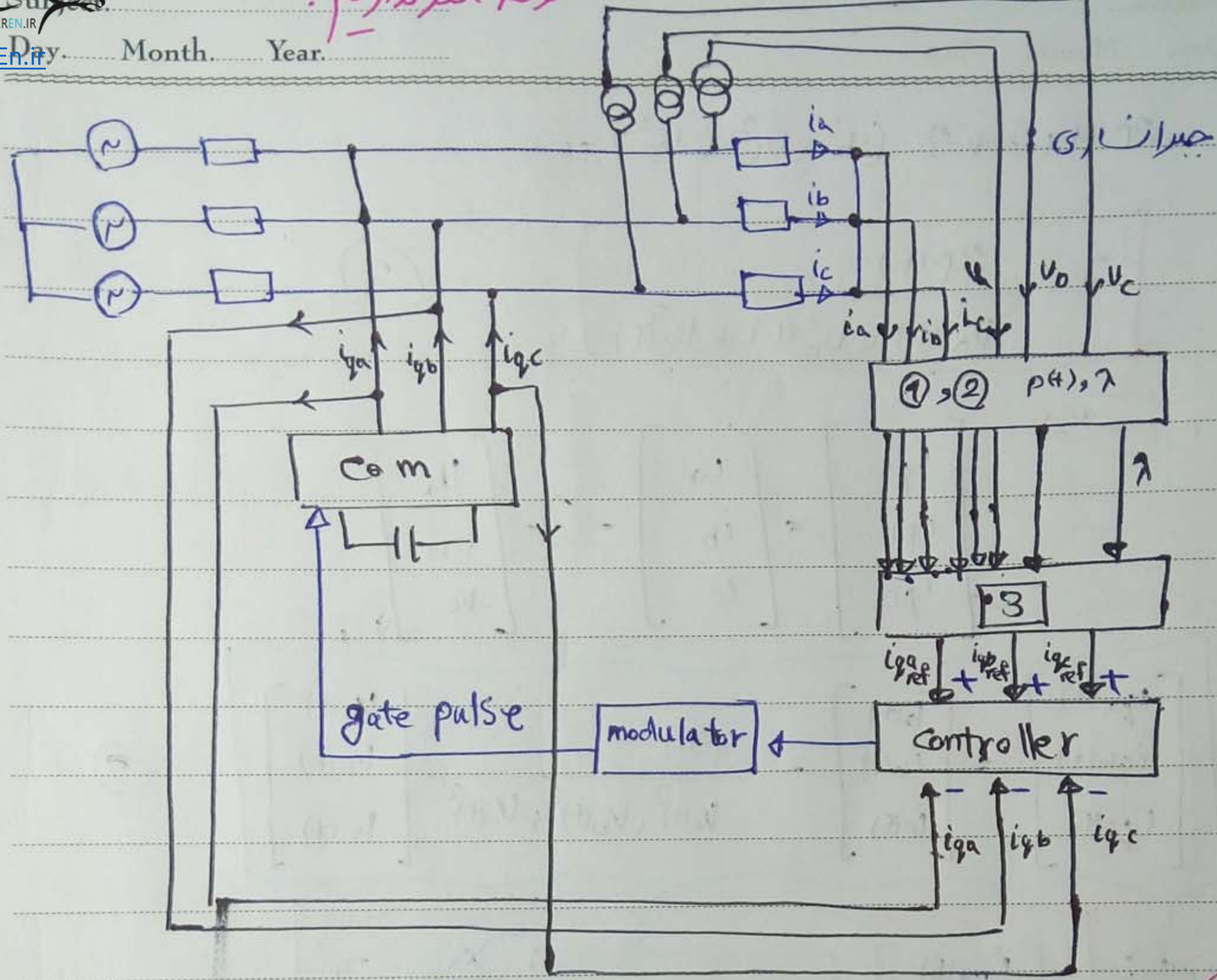
در حالت سینوسی متعادل سه فاز ، p کاملاً ثابت است و نوسانات ندارد و همچنین ($V_a^2 + V_b^2 + V_c^2 = \frac{3}{2}$) خواهد بود ، بنابراین $\frac{p(t)}{V_a(t)^2 + V_b(t)^2 + V_c(t)^2}$ یک مقدار ثابت خواهد بود

یعنی جریان و ولتاژ متناسبند و هم راستا اند. $PF = 1$ خواهد بود.

ولی در حالت غیر متعادل این مقدار ، ضریب ثابت نخواهد بود.

Subject. Day. Month. Year.

جبرانسازی به روش minimization زمانیکه مولفه صفر نداریم.



نکته مهم:

① سیستم چون سه سیمه است $v_a+v_b+v_c=0$ و بنابراین جریان $i_a+i_b+i_c$ مساوی صفر خواهد بود

② در نتیجه دو متغیر مستقل خواهیم داشت و در این جا بنابراین دوتا کنترلر خواهیم داشت

اگر 4 سیمه بود ۳ تا کنترلر خواهیم داشت.

مزایای این سیستم سازی:

① پیاده سازی راحت

② میکروکنترلر ساده ← چون روابط ساده

✓ این روش فوق العاده مناسب است اما فقط برای سیستم های سه سیمه.

نکته :
اگر مولفه صفر داشته باشیم :

اگر مولفه‌ی صفر داشته باشیم :

سم جریان سمت منبع

$$\boxed{i_{wa}+i_{wb}+i_{wc} = \frac{P(t)}{V_a^2(t)+V_b^2(t)+V_c^2(t)}\left(V_a(t)+V_b(t)+V_c(t)\right)}$$

i_{w0} مولفه صفر

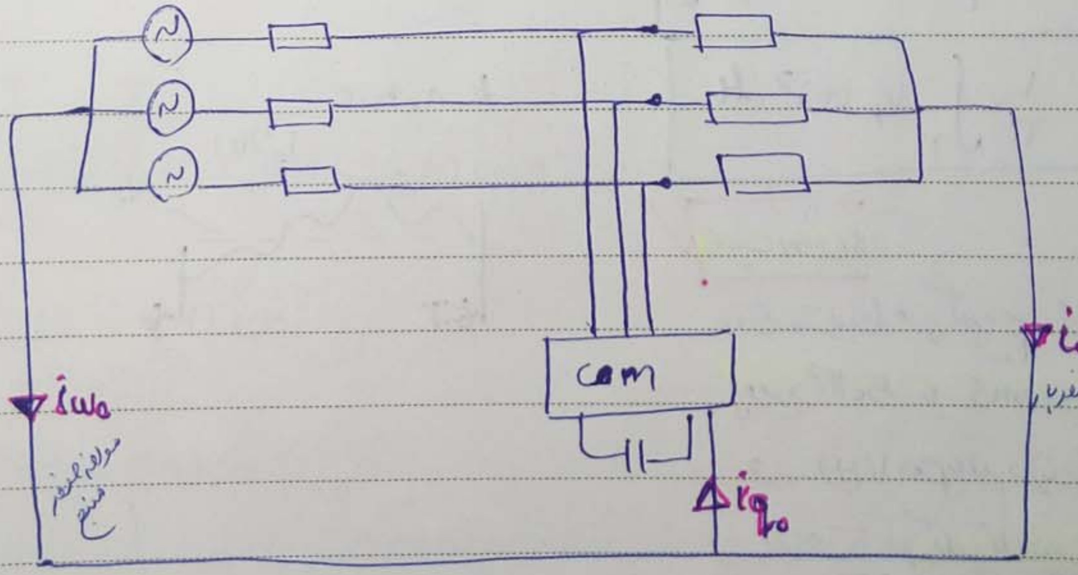
بنابراین مولفه صفر سمت منبع ... مسأله شرطی صفر است که ولتاژ سمت بار مولفه صفر نداشته باشد.

بنابراین اگر ولتاژ بار مولفه‌ی صفر داشته باشد در سمت منبع نیاز به جریان مولفه صفر است

بنابراین نیاز به سیم چهارم خواهد بود بنابراین این روش برای حالتی که مولفه صفر است صادق نیست.

عیب این روش مینیمم سازی : زمانی که مولفه صفر داریم صادق نیست.

فرض شود سیستم 4 سیمه باشد



KCL: $i_0 + i_{w0} = i_{q0}$

پس جبران‌سازی باید بر مبنای مولفه‌های صفر که در مدار جریان دارند انجام بگیرد و باید روش دیگری ارائه گردد

مقدار متوسط یک سیگنال یعنی انتگرال در پریود $p(t)$

$$\overline{p(t)} = \frac{1}{T}\int_T p(t)\,dt$$

Subject. Day. Month. Year.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_{wa} \\ i_{wb} \\ i_{wc} \end{bmatrix}}_{i_w} = \underbrace{\frac{p(t)}{V_a(t)^2 + V_b(t)^2 + V_c(t)^2}}_{\frac{1}{2}\lambda(t)} \underbrace{\begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix}}_{V(t)}$$

averaged minimization methods — روش مینیمم سازی متوسط

عیب روش تاخیر زمانی

$$i_w(t) = \frac{1}{2}\lambda(t)\, V(t)$$

متوسط

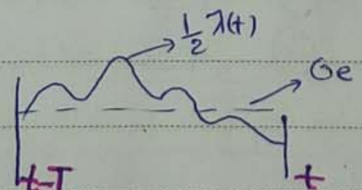
$$\overline{i_w}(t) = G_e\, V(t)$$

$\overline{p(t)}$ — علامت متوسط

$$G_e = \frac{\overline{p(t)}}{\overline{V_a(t)^2} + \overline{V_b(t)^2} + \overline{V_c^2(t)}}$$

$$\overline{p(t)} = \frac{1}{T}\int_T p(t)\,dt = \frac{1}{T}\int_T \left[V_a(t)\, i_a(t) + V_b(t)\, i_b(t) + V_c(t)\, i_c(t)\right] dt$$

$$\overline{V_k(t)^2} = \frac{1}{T}\int_T V_k(t)^2\,dt \qquad k = a, b, c$$



عیب روش:

وقتی متوسط می گیریم $p(t)$ مثلاً در پریود $50Hz$ یا $20ms$ متوسط میگیریم و $V(t)$ هم باید در ثانیه $20m$ باشد در نتیجه یک تاخیر زمانی $20ms$ خواهیم داشت. که یعنی $20ms$ اول را در اختیار نداریم.

$+\tau$
تاخیر

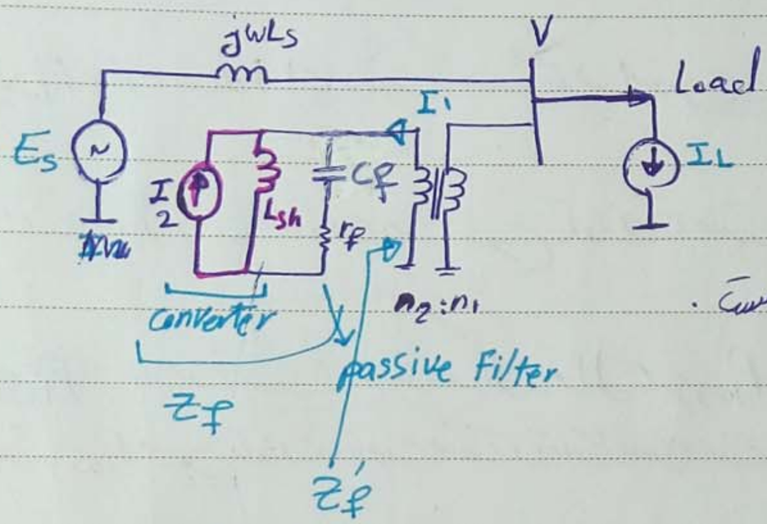
برای اینکه برای چهار سیم درست در بیاید به دنبال روش ۲ کاتی میرویم.

Subject Day. Month. Year.

پاسخ فرکانسی فیلترهای اکتیو :

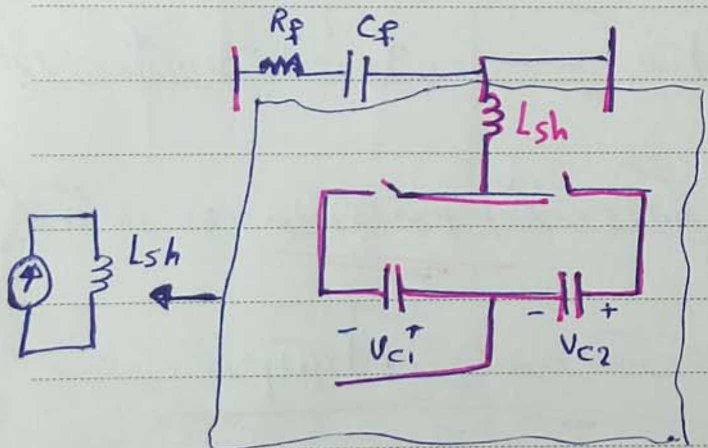
AF frequency response:

shunt AF:

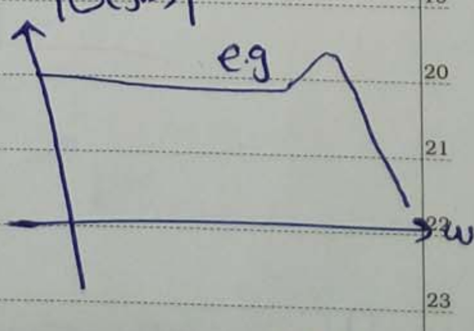


بار را منبع جریان مستقل میگیریم .

چون بار با عدم قطعیت ها مواجه هست .



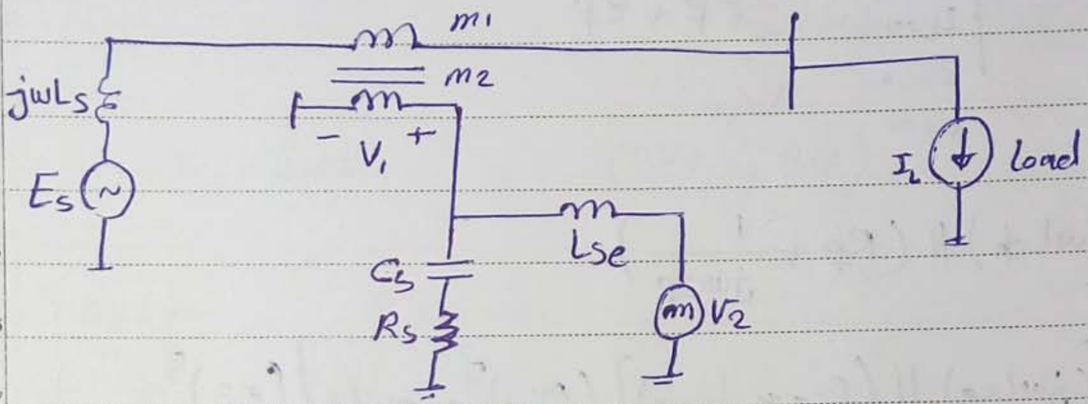
$$G(j\omega) = \frac{I_1}{I_2}\Bigg|_{\substack{E_s=0 \\ I_L=0}}$$



$$Z_f = (j\omega L_{sh}) \parallel \left(R_f + \frac{1}{j\omega C_f}\right)$$

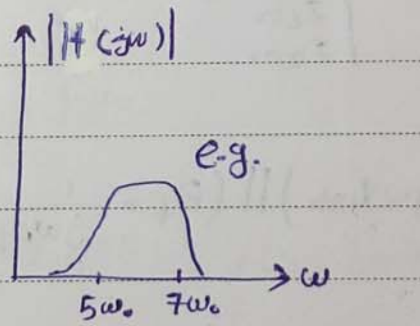
$$Z'_f = (j\omega L_s)\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 \longrightarrow G(j\omega) = \frac{I_1}{I_2} = \frac{Z_f}{Z'_f + Z_f}$$

Series AF:

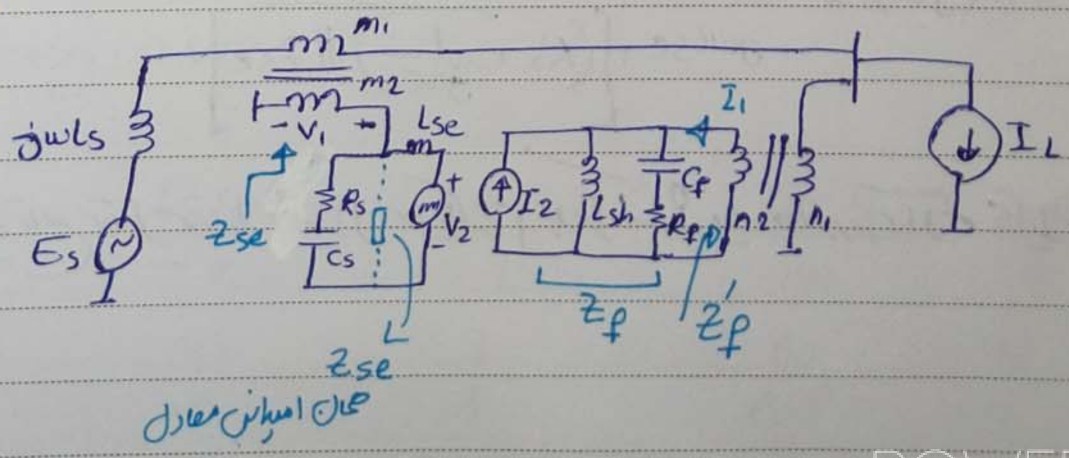


$$H(j\omega) = \left.\frac{V_1}{V_2}\right|_{\substack{E_S=0 \\ I_L=0}} = \frac{R_S + \frac{1}{j\omega C_S}}{R_S + \frac{1}{j\omega C_S} + j\omega L_{se}}$$

مدار باز و اتصال کوتاه
منابع دیگر



UPQC:



$$G(j\omega) = \frac{I_1}{I_2}\Bigg|_{\substack{I_L=0 \\ E_S=0 \\ V_2=0}} = \frac{Z_f}{Z_f + Z'_f}$$

$$Z_f = (j\omega L_{sh}) \parallel \left(R_f + \frac{1}{j\omega C_f}\right)$$

$$Z'_f = \left[\left[(j\omega L_{se}) \parallel \left(R_{se} + \frac{1}{j\omega C_s}\right)\right]\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 + j\omega L_s\right]\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2$$

$$H(j\omega) = \frac{V_1}{V_2}\Bigg|_{\substack{E_S=0 \\ I_L=0 \\ I_2=0}}$$

$$Z_{se} = \left(\left[(j\omega L_{sh}) \parallel \left(R_f + \frac{1}{j\omega C_f}\right)\right]\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 + j\omega L_s\right)\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2$$

$$H(j\omega) = \frac{\left(R_s + \frac{1}{j\omega C_s}\right) \parallel Z_{se}}{j\omega L_{se} + \left[\left(R_s + \frac{1}{j\omega C_s}\right) \parallel Z_{se}\right]}$$

از روی این تابع تبدیل های مستقل، دیاگرام بد را کشید و از روی آن تحلیل کرد.

Example :

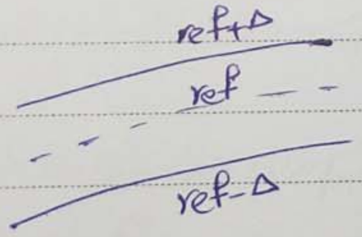
فرض شود در این مجموعه سیستم‌ها که گفته شد:

$V_{C_1} + V_{C_2} = 600\,V$, input $(380\,V, 3\phi)$

$\begin{cases} n_2 : n_1 \\ 1 : 2 \end{cases}$ $\begin{cases} m_2 : m_1 \\ 2 : 1 \end{cases}$

در حالت ایده‌آل باید $V_{C_1} = V_{C_2} = 300$ ولت باشد اگر اینگونه باشد سیم وسط

سیم صفر یا سیم چهارم خواهد بود.



$f_s < 14\,KHz$

$C_1 = C_2 = 200\,\mu F$, $L_S = 1\,mH$

Find bode diagrams of $G(jw)$ and $H(jw)$ for the Following cases:

Case	L_F (mH)	R_F (Ω)	C_F (μF)	R_S (Ω)
1	2	1	140	2
2	0.5	3	60	10
3	0.5	3	60	3
4	0.5	2.5	30	5

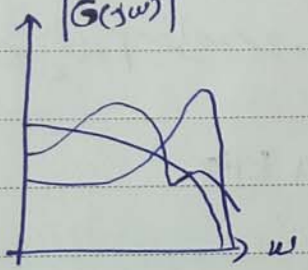
Shafiei Publication

Subject.

Day. Month. Year.

Cs(μF)	Lse(mH)
10	2
60	0,5
60	0,2
6	0.5

دیاگرام های بود این ها را مقایسه میکنیم و در نهایت یکی از این دیاگرام ها نشان میدهد که خیلی هم شبیه low pass filter هست. در نتیجه حدود مشخص میشود.

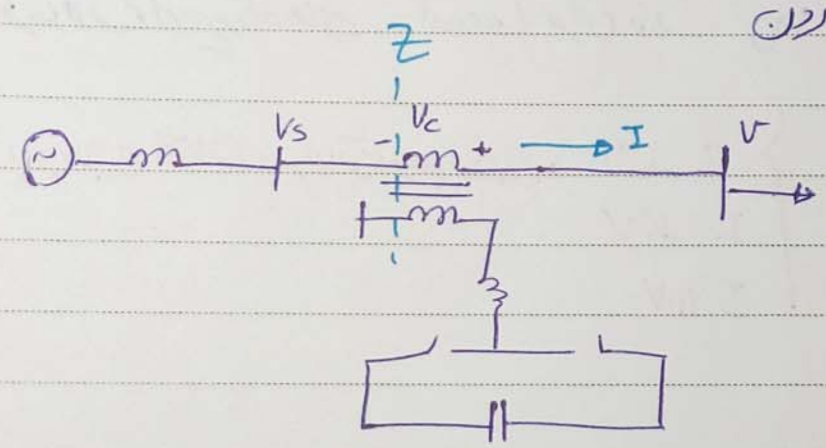


(DVR)

Dynamic Voltage Restorer: (DVR)

- یک جبران کننده سری است.

- هدف از DVR جبران کردن voltage sag است.



① چنانچه I بر V_c عمود باشد یعنی یا خازنی یا سلفی است امپدانس ← در نتیجه نیازی به ذخیره کننده انرژی نیست و می‌توان از روش‌های مرسوم برای جبران‌سازی عمل کرد

$$\begin{cases} V = V_s + V_c \end{cases}$$

$\boxed{I \perp V_c \rightarrow C \text{ or } L}$ ① ولی اگر عمود نبود I و V_c یعنی امپدانس معادل

$\boxed{I \not\perp V_c \rightarrow P, Q}$ دارای R است بنابراین باید توان P توسط DVR تامین گردد پس باید یک منبع تامین توان مثلاً باتری برای خازن گذاشت.

Subject.
Day. Month. Year.

سخت‌ترین حالت زمانی است که I و V هم فاز باشند در این صورت باید منبع تولید کننده انرژی بزرگ باشد.

در مقالات از نیروگاه‌های Local برای حذف voltage sag استفاده میکنند.

پس برای DVR سه حالت وجود دارد:

- $I \perp V$
- $I \angle V$
- $I \parallel V$

PowerEn.ir

Akagi method: $abc \longrightarrow \alpha\beta 0$

$$\begin{bmatrix} V_\alpha(t) \\ V_\beta(t) \\ V_0(t) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}}_{T} \begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix}$$

سه سیمه

4 سیمه

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \\ i_0(t) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}}_{T} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix}$$

α ← هم مثبت دارد هم منفی

β ← " " "

خاصیت: مولفه صفر را جدا کرده (2 متغیر مستقل برای سیستم سه سیمه میدهد و سه تا متغیر مستقل برای سیستم 4 سیمه بما میدهد)

$$T' = T^{-1}$$

$$p_{\alpha\beta}(t) = V_\alpha(t)\, i_\alpha(t) + V_\beta(t)\, i_\beta(t)$$

$$p_0(t) = V_0(t)\, i_0(t)$$

$$p(t) = p_0(t) + p_{\alpha\beta}(t)$$

آکاگی

این تئوری مطرح می‌کند که مولفه‌ی صفر فقط تولید توان اکتیو می‌کند. و توان راکتیو تولید نمی‌کنند. ← توجیه می‌کنند که V_0 و i_0 هم فازند (در حالیکه همیشه هم فاز نیستند)

$$q_{\alpha\beta}(t) = V_\alpha(t)\, i_\beta(t) - V_\beta(t)\, i_\alpha(t)$$

مولفه صفر فقط توان اکتیو دارد

~~ولی در ... یافته می‌بینیم که اینگونه نیست.~~

$$q_0 = 0$$

Subject.

Day. Month. Year.

محاسبه توان‌ها با روش آکاگی :

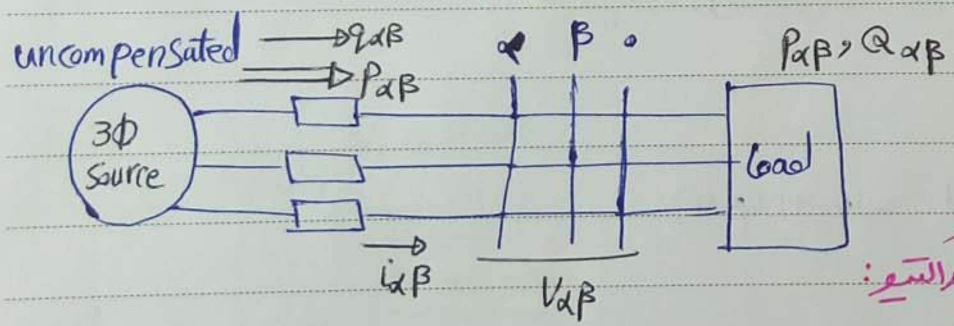
$$\begin{bmatrix} V_\alpha(t) & V_\beta(t) \\ -V_\beta(t) & V_\alpha(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_{\alpha\beta}(t) \\ q_{\alpha\beta}(t) \end{bmatrix}$$

: $P_{\alpha\beta}$, $q_{\alpha\beta}$ و P_0

$$\underbrace{\begin{bmatrix} V_\alpha(t) & V_\beta(t) & 0 \\ -V_\beta(t) & V_\alpha(t) & 0 \\ 0 & 0 & V_0(t) \end{bmatrix}}_{T} \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \\ i_0(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_{\alpha\beta}(t) \\ q_{\alpha\beta}(t) \\ p_0(t) \end{bmatrix}$$

اگر بخواهیم جبران‌سازی کنیم رابطه $q_{\alpha\beta}$ را در معکوس ماتریس آ ضرب :

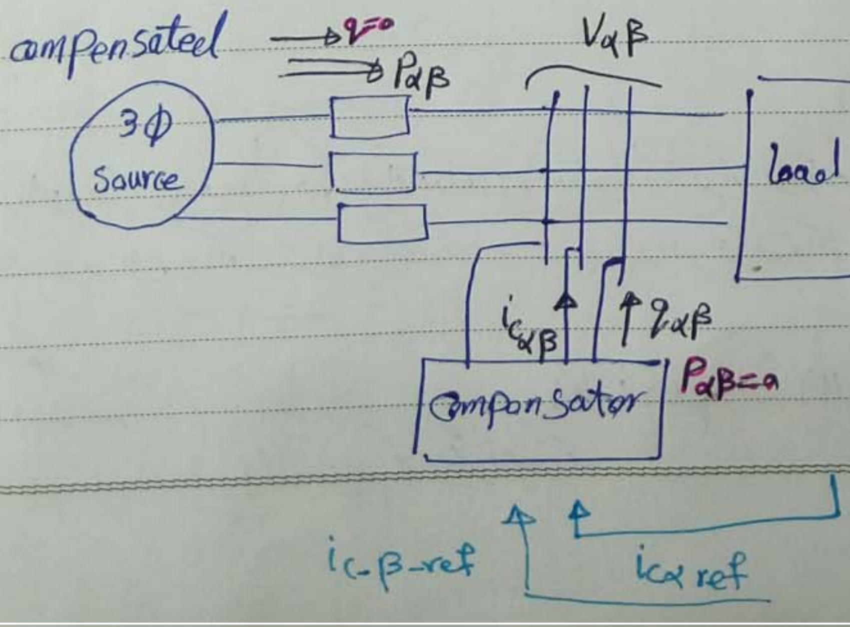
$$\begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} = \overbrace{\frac{1}{V_\alpha^2(t) + V_\beta^2(t)} \begin{bmatrix} V_\alpha(t) & -V_\beta(t) \\ V_\beta(t) & V_\alpha(t) \end{bmatrix}}^{T^{-1}} \begin{bmatrix} p_{\alpha\beta}(t) \\ q_{\alpha\beta}(t) \end{bmatrix}$$



جبران‌سازی اکتیو به روش آکاگی :

جبران‌سازی توان راکتیو :

فرض کنیم جبران‌سازی شود :



در جبران‌سازی به روش آکاگی به سیم $\alpha\beta 0$ می‌رسیم.

برای جبران شده ← مقادیر افرنس

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha}(t) \\ i_{c\beta}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{V_\alpha(t)^2 + V_\beta(t)^2} \begin{bmatrix} V_\alpha(t) & -V_\beta(t) \\ V_\beta(t) & V_\alpha(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ Q_{\alpha\beta}(t) \end{bmatrix}$$

ref

پاسخ‌های این روش با روش مینیمم سازی یکسان اند.

$\alpha\beta 0 \longrightarrow abc$

می‌خواهیم $\alpha\beta$ را به حالت abc برگردانیم.

جبرانسازی جریان‌های اکتیو و راکتیو به صورت مینیمم سازی

i_{ap}

i_{aq}

$$T^t \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}$$

$$T^t \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{V_\alpha(t)^2 + V_\beta(t)^2} \begin{bmatrix} P_{\alpha\beta}(t) & -q_{\alpha\beta}(t) \\ q_{\alpha\beta}(t) & P_{\alpha\beta}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

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

$$V_\alpha^2 + V_\beta^2 = \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_a & V_b & V_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = V_a^2(t) + V_b^2(t) + V_c^2(t)$$

$T^t \cdot T =$ ماتریس واحد

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3}\frac{1}{V_a^2+V_b^2+V_c^2}\begin{bmatrix} p & -q \\ \frac{-p+\sqrt{3}q}{2} & \frac{\sqrt{3}p+q}{2} \\ \frac{-p-\sqrt{3}q}{2} & \frac{q-\sqrt{3}p}{2} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} V_a-\frac{1}{2}V_b-\frac{1}{2}V_c \\ \frac{\sqrt{3}}{2}(V_b-V_c) \end{bmatrix}$$

سط سطر اول $\quad i_a = \frac{2}{3}\frac{1}{V_a^2+V_b^2+V_c^2}\left[p\left(V_a-\frac{1}{2}V_b-\frac{1}{2}V_c\right)-q\frac{\sqrt{3}}{2}(V_b-V_c)\right]$

$$i_a = \underbrace{\frac{2}{3}\frac{P}{V_a^2+V_b^2+V_c^2}\left(V_a-\frac{1}{2}V_b-\frac{1}{2}V_c\right)}_{i_{ap}} - \underbrace{\frac{2}{3}\frac{q\sqrt{3}/2}{V_a^2+V_b^2+V_c^2}}_{i_{aq}}$$

$V_a+V_b+V_c=0$ ← چون متعادل → V_a $\quad \frac{3}{2}V_a$

$$i_{ap} = \frac{2}{3}\frac{P}{V_a^2+V_b^2+V_c^2}\cdot\frac{2V_a-V_b-V_c}{2}$$

پس
$$\begin{cases} i_{ap} = \dfrac{P}{V_a^2+V_b^2+V_c^2}V_a \\ i_{bp} = \dfrac{P}{V_a^2+V_b^2+V_c^2}V_b \\ i_{cp} = \dfrac{P}{V_a^2+V_b^2+V_c^2}V_c \end{cases}$$

$$\boxed{\begin{bmatrix} i_{ap}(t) \\ i_{bp}(t) \\ i_{cp}(t) \end{bmatrix} = \frac{p(t)}{V_a(t)^2+V_b(t)^2+V_c(t)^2}\begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix}}$$

این همان جریان های روش
مینیمم سازی است.

تمرین: با این روش جریان های q را نیز محاسبه کنید.

این روش یک روش برای جبران سازی نشان داده است.

کاملترین تئوری:

روش تعمیم یافته:

Generalized instantaneous power theory: →

همانند مستقیم سازی با این تفاوت که برای سیستم 4 سیم هم صادق است.

i_p ? و i_q را جدا کرده.

$$V(t) = \begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} , \quad i(t) = \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix}$$

$$\boxed{p(t) = V(t) \cdot i(t) = \begin{bmatrix} V_a(t) & V_b(t) & V_c(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix}}$$

$$\boxed{q(t) \triangleq V(t) \times i(t)} = \det \begin{bmatrix} \hat{x} & \hat{y} & \hat{z} \\ V_a(t) & V_b(t) & V_c(t) \\ i_a(t) & i_b(t) & i_c(t) \end{bmatrix}$$

$$= \overbrace{\underbrace{\left(V_b(t)\, i_c(t) - V_c(t)\, i_b(t)\right)}_{bc}}^{q_x(t)} \hat{x} + \overbrace{\underbrace{\left(V_c(t)\, i_a(t) - V_a(t)\, i_c(t)\right)}_{ca}}^{q_y(t)} \hat{y}$$

$$+ \overbrace{\underbrace{\left(V_a(t)\, i_b(t) - V_b(t)\, i_a(t)\right)}_{ab}}^{q_z(t)} \vec{z}$$

$$\boxed{|q(t)| = \sqrt{q_x(t)^2 + q_y(t)^2 + q_z(t)^2}}$$

$$\boxed{i_p(t) \triangleq \frac{p(t)}{V(t) \cdot V(t)} V(t)}$$

$$\boxed{i_q(t) \triangleq \frac{q(t) \times V(t)}{V(t) \cdot V(t)}} \quad , \quad \boxed{S(t)^2 \triangleq \|V(t)\|^2 \|i(t)\|^2 = (V(t) \cdot V(t))(i(t) \cdot i(t))}$$

در روش بهینه سازی

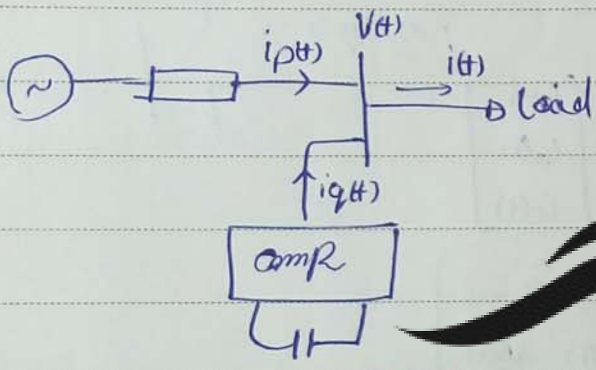
$$\boxed{i_w(t) = \frac{p(t)}{v_a(t)^2+v_b(t)^2+v_c(t)^2}\begin{bmatrix}v_a\\ v_b\\ v_c\end{bmatrix}}$$

ip

این شکل پاسخ بهینه سازی است فقط در آن جا برای سیستم 4 سیم صادق نبود ولی این جا برای 4 سیم صادق است.

دینامیک تلید زنی کمتر خواهد بود وقتی رفرنس ها جریان باشند.

جداسازی و قضایا:



Theorm 1:

$$\boxed{i(t) = i_p(t) + i_q(t)}$$

$V(t)\cdot i(t)$, $V(t)\times i(t)$

$$i_p(t)+i_q(t) = \frac{p(t)}{V(t)\cdot V(t)}V(t) + \frac{q(t)\times V(t)}{V(t)\cdot V(t)}$$

$$= \frac{\big(V(t)\cdot i(t)\big)V(t) + \overbrace{\big(V(t)\cdot V(t)\big)i(t) - \big(i(t)\cdot V(t)\big)V(t)}}{V(t)\cdot V(t)} = i(t)$$

Theorm 2:

ضرب داخلی صفر — ضرب خارجی صفر

$$\boxed{i_q(t) \perp V(t)}, \quad \boxed{i_p(t) \parallel V(t)}$$

$$V(t)\times i_p(t) = V(t)\times \frac{p(t)}{V(t)\cdot V(t)}V(t) = 0$$

$$\boxed{q \times v = (v \cdot v)i - (i \cdot v)v}$$

Subject. 34
Day. Month. Year.

$$v(t) \cdot i_q(t) = v(t) \cdot \frac{q(t) \times v(t)}{v(t) \cdot v(t)} = v(t) \cdot \frac{\big(v(t) \cdot v(t)\big)i(t) - \big(i(t) \cdot v(t)\big)v(t)}{v(t) \cdot v(t)}$$

$$= \frac{\big(v(t) \cdot i(t)\big)\big(v(t) \cdot v(t)\big) - \big(i(t) \cdot v(t)\big)\big(v(t) \cdot v(t)\big)}{v(t) \cdot v(t)} = 0$$

Theorm 3:

$$\begin{cases} \boxed{i^2(t) = i_p(t)^2 + i_q(t)^2} \\ \boxed{S^2(t) = p^2(t) + q^2(t)} \end{cases}$$

$$i(t)^2 = i(t) \cdot i(t) = \big(i_p(t) + i_q(t)\big) \cdot \big(i_p(t) + i_q(t)\big)$$

(Theorm 1)

$$= i_p(t) \cdot i_p(t) + i_q(t) \cdot i_q(t) + 2\, \underbrace{i_p(t) \cdot i_q(t)}_{0}$$

$$= i_p(t)^2 + i_q(t)^2$$

$$p(t)^2 + q(t)^2 = \big(v(t) \cdot \overset{i_p + i_q}{i(t)}\big)^2 + \big(v(t) \times i(t)\big)^2$$

$$= \underbrace{\big(v(t) \cdot i_p(t)\big)^2}_{\text{هم‌راستا اند}} + \underbrace{\big(v(t) \times i_q(t)\big)^2}_{\text{عمودند}}$$

$$= v(t)^2\, i_p(t)^2 + v(t)^2\, i_q(t)^2$$

$$= v(t)^2 \big[\underbrace{i_p(t)^2 + i_q(t)^2}_{i(t)^2}\big]$$

Subject.

Day. Month. Year.

$$\overbrace{V(t)\cdot V(t)}^{|V(t)|^2} \qquad \overbrace{i(t)\cdot i(t)}^{|i(t)|^2}$$

$$= V(t)^2\, i(t)^2 = S(t)^2 = \left(V_a(t)^2 + V_b(t)^2 + V_c(t)^2\right)\left(i_a(t)^2 + i_b(t)^2 + i_c(t)^2\right)$$

این تئوری کاملترین تئوری هست.

تئوری آکاگی زیر مجموعه این بود.

این تئوری را می‌توان براساس $\alpha\beta 0$ هم نوشت.

$$abc \xrightarrow{T} \alpha\beta 0$$

$$\begin{bmatrix} V_\alpha(t) \\ V_\beta(t) \\ V_0(t) \end{bmatrix} = V_{\alpha\beta 0}$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \\ i_0(t) \end{bmatrix} = i_{\alpha\beta 0}$$

$$\boxed{p(t) = V_{\alpha\beta 0}(t)\cdot i_{\alpha\beta 0}(t)} = \overbrace{V_\alpha(t)\, i_\alpha(t) + V_\beta(t)\, i_\beta(t)}^{P_{\alpha\beta}(t)} + \overbrace{V_0(t)\, i_0(t)}^{P_0(t)}$$

$$\boxed{q(t) = V_{\alpha\beta 0} \times i_{\alpha\beta 0}} = \det\begin{bmatrix} \vec{\alpha} & \vec{\beta} & \vec{0} \\ V_\alpha(t) & V_\beta(t) & V_0(t) \\ i_\alpha(t) & i_\beta(t) & i_0(t) \end{bmatrix} = \overbrace{\left(V_\alpha(t)\, i_\beta(t) - V_\beta(t)\, i_\alpha(t)\right)}^{q(t)} \hat{0} + 0\times\vec{\beta} + 0\times\hat{\alpha}$$

طبق تعریف آکاگی ($\hat{0}$ روی α و β تاثیری نداشت)

فرض کنیم مولفه صفر اثرش در α و β نباشد.

$$q(t) = \left(V_\beta(t)\, i_0(t) - V_0(t)\, i_\beta(t)\right)\hat{\alpha} + \left(V_0(t)\, i_\alpha(t) - V_\alpha(t)\, i_0(t)\right)\hat{\beta}$$

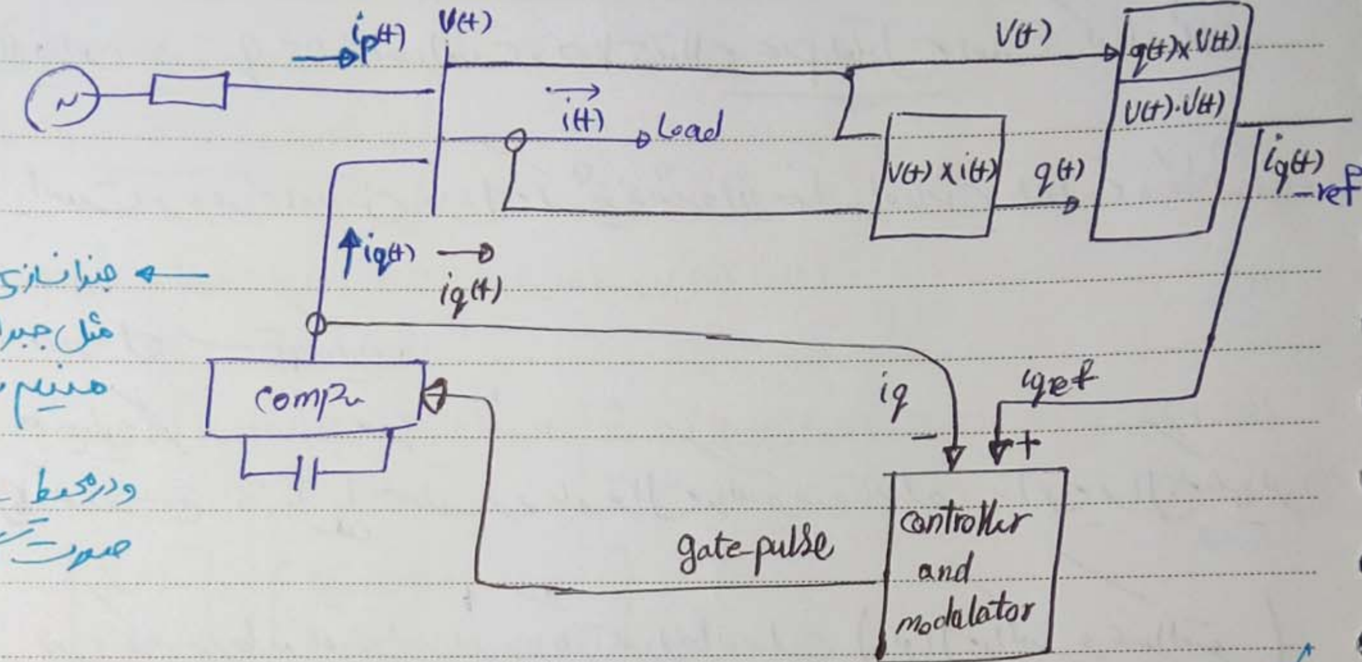
$$+ \left(V_\alpha(t)\, i_\beta(t) - V_\beta(t)\, i_\alpha(t)\right)\hat{0}$$

طبق رابطه در این جا مولفه‌ی صفر روی α و β تاثیر دارد.

آکاگی فقط این ترم را در نظر گرفت.

تعمیم یافته

جبرانسازی توان راکتیو به روش Generelized insätenn power



جبرانسازی هم مثل جبرانسازی مینیم سازی است.

در محیط abc صورت گرفته.

مهم (7)

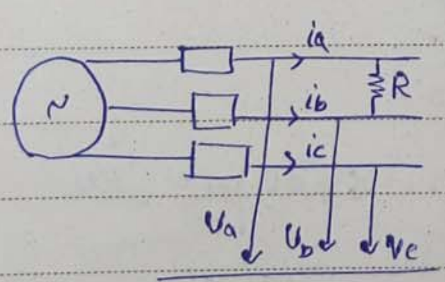
۳ تا کنترلر مستقل چون در فضای abc ایجاد شده به این سیستم 4 سیم است

اگر بخواهیم برای مولفه صفر جبرانسازی کنیم به $\alpha\beta 0$ میبریم به باز سه کنترلر و 4 سیم

یعنی (جبرانسازی مستقل مولفه صفر)

اگر سه سیم بود به $\alpha\beta$ میبریم به ۲ کنترلر

مثال طبقات اول که سیستم مقاومتی خالص بوده S>P بوده.



در این حالت S>P بود

$$q(t) = \det \begin{bmatrix} \hat{x} & \hat{y} & \hat{z} \\ V_a(t) & V_b(t) & V_c(t) \\ i_a(t) & i_b(t) & i_c(t) \end{bmatrix}$$

$-i_a$, 0

$$q(t) = -V_c(t)\, i_a(t)\, \hat{x} + V_c(t)\, i_a(t)\, \hat{y} + \left(-V_a(t)\, i_a(t) + V_b(t)\, i_a(t)\right)\hat{z}$$

$$Q(t) = |q(t)| = i_a(t)\sqrt{V_c(t)^2 + V_c(t)^2 + (V_b - V_a(t))^2}$$

در این جا q مخالف صفر است و حال توان عدم تعادل است که نامطلوب است و باعث افزایش جریان کشیده شده از خط و افزایش تلفات و کاهش راندمان سیستم میگردد.

همچنین اگر
اگر در سیستم 3 تا L (سلف) مختلف بود باز توان راکتیو بین تا سلف با این توان یکی بود یعنی یکی مربوط به نامتعادلی بود و دیگری مربوط به سلف (توان راکتیو و غیراکتیو)

همچنین متفاوت بودن بارهای هر سه فاز باعث نامتعادلی می شود.

این توان بدست آمده از این تئوری کل توان راکتیو و نامتعادلی (غیراکتیو) را میدهد.

$$\boxed{q \text{ در این تئوری} = \text{توان راکتیو} + \text{توان غیراکتیو (نامتعادلی)}}$$

یعنی این تئوری توان راکتیو و غیراکتیو را جدا نمیکند. ولی برای سیستم 4 سیم درست عمل میکند.

روش تعمیم یافته:

$P = i \cdot V$

$Q = i \times V$

تئوری تعمیم یافته باز توان راکتیو و غیراکتیو را جدا نمی کند.
روش cpc در آینده جدا میکند.

$$\begin{cases} P = 3V_e I_e \cos\theta \\ Q = 3V_e I_e \sin\theta \end{cases}$$

?

در حالت سه فاز :

$$p(t) = \underbrace{V_a(t)\, i_a(t) + V_b(t)\, i_b(t) + V_c(t)\, i_c(t)}$$

$$q(t) = \underbrace{\left(V_b(t)\, i_c(t) - V_c(t)\, i_b(t)\right)}_{q_x(t)}\hat{x} + \underbrace{\left(V_c(t)\, i_a(t) - V_a(t)\, i_c(t)\right)}_{q_y(t)}\hat{y} + \underbrace{\left(V_a(t)\, i_b(t) - V_b(t)\, i_a(t)\right)}_{q_z(t)}\hat{z}$$

bc Ca ab

$$\begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_m \cos(\omega t) \\ V_m \cos(\omega t - 120^\circ) \\ V_m \cos(\omega t + 120) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_m \cos(\omega t - \theta) \\ I_m \cos(\omega t - \theta - 120^\circ) \\ I_m \cos(\omega t - \theta + 120) \end{bmatrix}$$

$$q_x(t) = V_m I_m \Big[\cos(\omega t - 120)\underbrace{\cos(\omega t + 120 - \theta)}_{\substack{\cos(\omega t+120)\cos\theta \\ + \sin(\omega t+120)\sin\theta}} - \cos(\omega t + 120)\underbrace{\cos(\omega t - 120 + \theta)}_{\substack{\cos(\omega t-120)\cos\theta \\ + \sin(\omega t-120)\sin\theta}}\Big]$$

$$= V_m I_m \sin\theta \, \sin\underbrace{(\omega t + 120 - (\omega t - 120))}_{\substack{\sin 240 \\ -\sin 60}}$$

حالتی که سه فاز و سینوسی باشد.

$$= -\frac{\sqrt{3}}{2} V_m I_m \sin\theta = \boxed{-\sqrt{3}\, V_e I_e \sin\theta = q_x(t)}$$

به همین ترتیب

$$\boxed{q_y(t) = \sqrt{3}\, V_e I_e \sin\theta}$$

$$\boxed{q_z(t) = \sqrt{3}\, V_e I_e \sin\theta}$$

$$q = q_x(t) + q_y(t) + q_z(t)$$

Subject.
Day. Month. Year.

$$\begin{cases} Q(t) = \sqrt{q_x^2(t) + q_y(t)^2 + q_z^2(t)} \\ \quad = \sqrt{3 \times 3 V_e^2 I_e^2 \sin\theta^2} \\ \quad = \boxed{3 V_e I_e \sin\theta} \end{cases}$$

معایب: غیراکتیو و راکتیو را یکی می‌دهد و اگر بخواهیم جداسازی کنیم راکتیو با ایده‌ها

عدم تعادل را بکنیم نمی‌توانیم انجام دهیم. ولی پاسخگوی توان غیراکتیو بود.
بار اکتیو   مقدار

یعنی نمی‌توانستیم غیراکتیو را از راکتیو جدا کنیم.

فرض شود ولتاژها و جریان‌ها پریودیک هستند:

$$V_k(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2}\, V_{kn} \sin(\omega_n t + \phi_{kn}) \qquad k = a, b, c$$

$$i_k(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2}\, I_{kn} \sin(\omega_n t + \delta_{kn}) \qquad K = a, b, c$$

برای هارمونیک nام با توجه به تبدیل T به فضای −، +، 0 ببریم:

$$K = \begin{cases} a \\ b \\ c \end{cases} \text{ nth harmonic} \xrightarrow[\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix}]{T} 0, +, - \xrightarrow[\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}]{T} 0, \alpha, \beta$$

نهایتاً →

$$V_\alpha(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3}\, V_{+n} \sin(\omega_n t + \phi_{+n}) + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3}\, V_{-n} \sin(\underbrace{n\omega t}_{\omega_n t} + \phi_{-n})$$

$$\begin{cases} v_\beta(t) = \sum_{n=1}^{\infty} -\sqrt{3}\, V_{+n} \cos(\omega_n t + \phi_{+n}) + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3}\, V_{-n} \cos(\frac{n\omega t}{\omega_n t} + \phi_{-n}) \\ v_0(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{6}\, V_{0n} \sin(\omega_n t + \phi_{0n}) \end{cases}$$

$$\begin{cases} i_\alpha(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3}\, I_{+n} \sin(\omega_n t + \delta_{+n}) + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3}\, I_{-n} \sin(\omega_n t - \delta_{-n}) \\ i_\beta(t) = \sum_{n=1}^{\infty} -\sqrt{3}\, I_{+n} \cos(\omega_n t + \delta_{+n}) + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3}\, I_{-n} \cos(\omega_n t + \delta_{-n}) \\ i_0(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3}\, I_{0n} \sin(\omega_n t + \delta_{0n}) \end{cases}$$

$$\boxed{p_{\alpha\beta}(t) = v_\alpha(t)\, i_\alpha(t) + v_\beta(t)\, i_\beta(t) = \bar{p}_{\alpha\beta} + \tilde{p}_{\alpha\beta}(t)}$$

$$\boxed{p_0(t) = v_0(t)\, i_0(t) = \bar{p}_0 + \tilde{p}_0(t)}$$

$$\boxed{q_{\alpha\beta}(t) = v_\alpha(t)\, i_\beta(t) - v_\beta(t)\, i_\alpha(t) = \bar{q}_{\alpha\beta} + \tilde{q}_{\alpha\beta}(t)}$$

فرض شد به روش آکاگی را ← در نظر بگیریم

نتیجه:

$$\bar{p}_{\alpha\beta} = \sum_{n=1}^{\infty} 3\, V_{+n} I_{+n} \cos(\phi_{0n} - \delta_{0n}) + \sum_{n=1}^{\infty} 3\, V_{-n} I_{-n} \cos(\phi_{-n} - \delta_{-n})$$

توان اکتیو متوسط:

هارمونیک‌های هم نام (مثلاً ۵ و ۵) با هم توان متوسط تولید می‌کنند. n با n و غیر از این توان اکتیو متوسط تولید نمی‌کنند. (مثلاً ۵ و ۷ نمی‌توانند متوسط را تولید کنند)

توالی‌های مشابه توان اکتیو متوسط تولید می‌کنند (+ با + و منفی با منفی) ولی (+ با منفی توان اکتیو متوسط را تولید نمی‌کنند)

Subject.
Day. Month. Year.

$$\tilde{P}_{\alpha\beta}(t)=\sum_{\substack{m=1\\ m\neq n}}^{\infty}\sum_{n=1}^{\infty} 3V_{+m} I_{+n} \cos\left((\omega_m-\omega_n)t+\Phi_{+m}-\delta_{+n}\right) +$$

$$+\sum_{\substack{m=1\\ m\neq n}}^{\infty}\sum_{n=1}^{\infty} 3V_{-m} I_{-n} \cos\left((\omega_m-\omega_n)t+(\Phi_{-m}-\delta_{-n}\right)$$

$$+\sum_{\substack{m=1\\ m\neq n}}^{\infty}\sum_{n=1}^{\infty} -3V_{+m} I_{-n} \cos\left((\omega_m+\omega_n)t+\Phi_{+m}+\delta_{-n}\right)+\sum_{m=1}^{\infty}\sum_{n=1}^{\infty} -3V_{-m} I_{+m} \cos\left((\omega_m+\omega_n)+\Phi_{-m}+\delta_{+n}\right)$$

اینجا نیاز نیست $m\neq n$ باشد

اینجا نیاز نیست $n\neq m$ باشد

اگر $m=n$ باشد
و + و - باشد
تولید میکنند یعنی
ترم 3 و 4 شرط
$m=n$ ندارد.

توان القاء نوسانی:

دو مولفه هارمونیکی غیر هم نام در مولفه های مشابه (ترم 1 و 2)

دو مولفه هارمونیکی هم نام و غیر هم نام با مولفه های غیر مشابه (+ با -) (ترم 3 و 4)

تمام مولفه های + و - با هم توان نوسانی تولید میکنند (هارمونیکی میتواند مشابه یا غیر مشابه باشد)

یعنی در مداری هارمونیک نداشتیم و 50 هرتز بود ولی مولفه منفی داشتیم بنابراین

توان نوسانی خواهیم داشت و باید جبران سازی کنیم.

Shafiei Publication

$$\bar{q}_{\alpha\beta} = \sum_{n=1}^{\infty} -3 V_{+n} I_{+n} \sin(\phi_{+n} - \delta_{+n}) + \sum_{n=1}^{\infty} 3 V_{-n} I_{-n} \sin(\phi_{-n} - \delta_{-n})$$

توان راکتیو ثابت

هارمونیک های هم نام و (+ با +) یا (- با -) تولید توان راکتیو متوسط میکنند. ← مثل $\bar{P}_{\alpha\beta}$

$$\tilde{q}_{\alpha\beta}(t) = \sum_{\substack{m=1 \\ m\neq n}}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} -3 V_{+m} I_{+n} \sin\left((\omega_m - \omega_n)t + \phi_{+m} - \delta_{+n}\right) +$$

$$\sum_{\substack{m=1 \\ m\neq n}}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} -3 V_{-m} I_{-n} \sin\left((\omega_m - \omega_n)t + \phi_{-m} - \delta_{-n}\right) +$$

$$\sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} 3 V_{+m} I_{-n} \sin\left((\omega_m + \omega_n)t + \phi_{+m} + \delta_{-n}\right) +$$

$$\sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} -3 V_{-m} I_{+n} \sin\left((\omega_m + \omega_n)t + \phi_{-m} + \delta_{+n}\right)$$

مثل توان اکتیو نوسانی ← توان راکتیو نوسانی :

هارمونیک های غیر هم نام در مولفه های مشابه (ترم 1 و 2)

توان راکتیو نوسانی ←

در صورت وجود مولفه منفی (حتی هارمونیک های هم نام) (ترم 3 و 4)

$$\boxed{\bar{P}_0 = \sum 3 V_{0n} I_{0n} \cos(\phi_{0n} - \delta_{0n})}$$

توان مولفه صفر متوسط :

هارمونیک های هم نام در مولفه ی صفر ← توان متوسط مولفه صفر

$$\tilde{P}_0(t) = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} 3 V_{0m} I_{0n} \cos\left((\omega_m - \omega_n)t + \phi_{0m} - \delta_{0n}\right) + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} 3 V_{0m} I_{0n}$$

Subject.

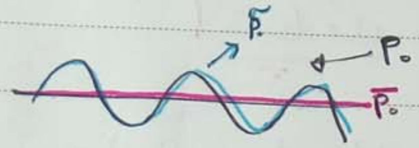
Day. Month. Year.

نکته خیلی مهم:

P_0 اگر داشته باشیم ← حتماً هم نوسان داریم و هم متوسط داریم.

(یعنی در هارمونیک‌های ... اگر مولفه صفر داشته باشیم ← توان P_0 متوسط و نوسانی را

یکجا حتماً خواهیم داشت.)

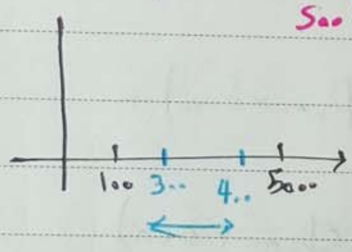


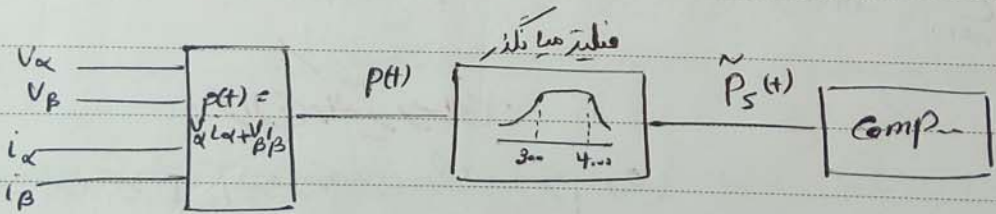
Example:

اگر فرکانس 50Hz داشته باشیم و بخواهیم نوسانات را جبران کنیم:

فرکانس نمونه برداری باید ۱۰ برابر باشند ← 500 Hz

و 100Hz هم نوسانات داریم





مولفه صفر باعث می‌شود اگر جریان فرکانس 50 هرتز است نوسانات دو برابر

یعنی 100Hz داشته باشیم.

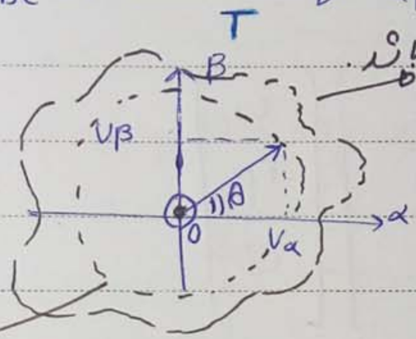
p-q-r theory

p-q-r theory :

بر مبنای abc هستند و لحظه‌ای

$V_{abc}(t)\ ,\ i_{abc}(t) \xrightarrow{T} V_{\alpha\beta 0}(t)\ ,\ i_{\alpha\beta 0}(t)$

اگر غیرمتقارن باشد



متقارن

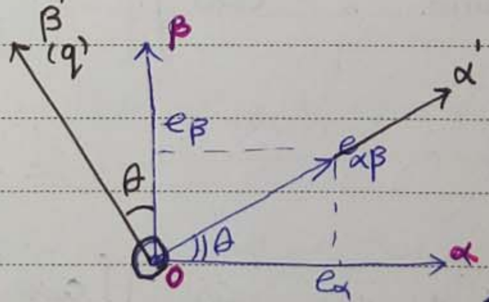
0 عمود بر α و β است.

بردار V با سرعت ω در این فضا می‌چرخد.

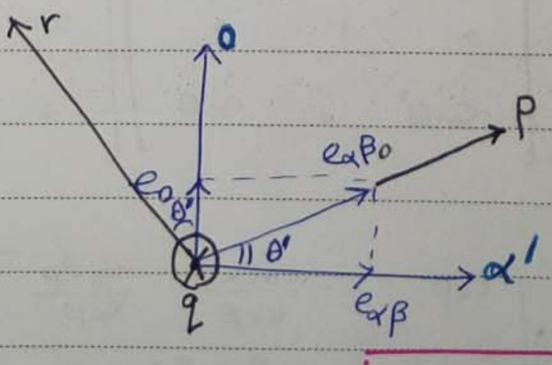
اگر سیستم متعادل و متقارن باشد این بردار بصورت دایره‌ای می‌چرخد با سرعت ω
اما اگر عدم تعادل یا هارمونیکی باشد این حالت دایره‌ای نخواهد بود.
پس αβ باعث می‌شود از روی شکل بفهمید که سیستم متقارن یا غیرمتقارن است.

مبنا در این تئوری : $\alpha\beta 0$

$$\begin{cases} \sin\theta = \dfrac{e_\beta}{e_{\alpha\beta}} \\ \cos\theta = \dfrac{e_\alpha}{e_{\alpha\beta}} \end{cases}$$



β' عمود بر α' است



$$\begin{cases} \cos\theta' = \dfrac{e_{\alpha\beta}}{e_{\alpha\beta 0}} \\ \sin\theta = \dfrac{e_0}{e_{\alpha\beta 0}} \end{cases}$$

r عمود بر p است.

q در راستای β' هست
و p در راستای αβ

Subject
Day Month Year

7) در این جا ← $\alpha\beta$ را در یک محور دیگر راستا قرار بدادیم:

با توجه به محور اول:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha' \\ i_\beta' \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ -\sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix}$$

با توجه به محور دوم:

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_q \\ i_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta' & 0 & \sin\theta' \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin\theta' & 0 & \cos\theta' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha' \\ i_\beta' \\ i_0 \end{bmatrix}$$

ترکیب 2 رابطه بالا:

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_q \\ i_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta' & 0 & \sin\theta \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin\theta' & 0 & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ -\sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix}$$

نهایتاً:

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_q \\ i_r \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{1}{e_{\alpha\beta 0}} \begin{bmatrix} e_{\alpha\beta} & -\frac{e_0 e_\alpha}{e_{\alpha\beta}} & \frac{e_0 e_\beta}{e_{\alpha\beta}} \\ \frac{e_{\alpha\beta 0} e_\alpha}{e_{\alpha\beta}} & -\frac{e_{\alpha\beta 0} e_\beta}{e_{\alpha\beta}} & 0 \\ e_\alpha & e_\beta & e_0 \end{bmatrix}}_{\text{ماتریس } [A]} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} e_p \\ e_q \\ e_r \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \\ e_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{\alpha\beta0} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$\alpha\beta0$ در راستای p هستند.
پس بقیه صفر خواهند بود.

pqr:

$$\boxed{e_{pqr}(t) \cdot i_{pqr}(t) = [\underbrace{e_p}_{e_{\alpha\beta0}} \;\; \overset{0}{\cancel{e_q}} \;\; \overset{0}{\cancel{e_r}}] \begin{bmatrix} i_p \\ i_q \\ i_r \end{bmatrix}}$$

$$\boxed{p(t) = e_{\alpha\beta0}(t)\, i_p(t)}$$

$$q(t) = e_{pqr}(t) \times i_{pqr}(t) =$$

$$\begin{bmatrix} \hat{i} & \hat{j} & \hat{r} \\ e_{\alpha\beta0} & 0 & 0 \\ i_p & i_q & i_r \end{bmatrix} = e_{\alpha\beta0}\,(i_r \hat{j} - i_q \hat{k})$$

$$\boxed{|q(t)| = e_{\alpha\beta0} \sqrt{i_q^2 + i_r^2}}$$

جداسازی بین توان راکتیو و غیرراکتیو باز در این جا وجود ندارد.

Subject.

Day. Month. Year.

این روش جریان غیراکتیو را میدهد ←

روش CPC

براساس U_n براساس i_n در $i(t)$ $u(t)$

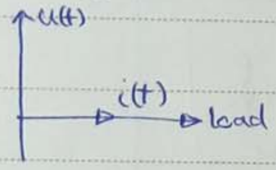
current physical component: (CPC)

در این روش ... را بصورت فرضی در نظر میگیریم و بار را یک بار مجزا قرار میدهیم.

if

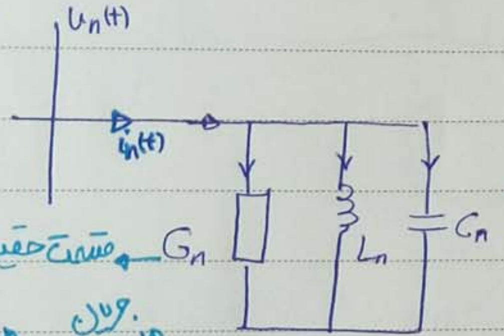
$$\boxed{u(t) = u_0 + \sum_{n=1}^{\infty} U_n \cos(\omega_n t + \alpha_n)}$$

اگر رابطه ولتاژ ← توجه گردد که فاز گرفته‌ایم



$$\boxed{\frac{1}{Z} = Y = G + jB}$$

برای هارمونیک n



بار را مجزا کردیم ←

قسمت حقیقی ادمیتانس ← G_n

جریان هارمونیکی

$$i_n(t) = G_n u_n(t) + \frac{1}{L_n D} u_n(t) + C_n D\, u_n(t)$$

$$\boxed{\frac{d}{dt} = D}$$

$$u_n(t) = U_n \cos(\omega_n t + \alpha_n)$$

$$i_n(t) = G_n U_n \cos(\omega_n t + \alpha_n) + \frac{U_n}{L_n \omega_n} \sin(\omega_n t + \alpha_n)$$

$$- C_n \omega_n U_n \sin(\omega_n t + \alpha_n)$$

$$= G_n U_n \cos(\omega_n t + \alpha_n) + U_n \underbrace{\left(\frac{1}{L_n \omega_n} - C_n \omega_n\right)}_{B_n} \sin(\omega_n t + \alpha_n)$$

قسمت موهومی ادمیتانس ← B_n

میدانیم

$$\boxed{i_0(t) = Y_0 U_0}$$

if

$$\boxed{i(t) = i_0(t) + \sum_{n=1}^{\infty} i_n(t) =}$$

اگر رابطه جریان ←

$$= Y_0 U_0 + \sum_{n=1}^{\infty} G_n U_n \cos(w_n t + \alpha_n) + \underbrace{\sum_{n=1}^{\infty} B_n U_n \sin(w_n t + \alpha_n)}_{i_r(t)}$$

جریان راکتیو $\boxed{i_r(t) = \sum_{n=1}^{\infty} B_n U_n \sin(w_n t + \alpha_n)}$ → جریان راکتیوی که ناشی از سلف و خازن است.

حالت تک فاز (اگر سه فاز باشد در ۳ ضرب و $+120$ و -120 شیفت فاز خواهیم داشت)

اگر بخواهیم عامل پراکندگی غیر اکتیو را پیدا کنیم جریان اکتیو را پیدا کرده و از جریان کل اصلی کم میکنیم.

برای بار جریان اکتیو تعریف می‌کنیم → $i_a(t) = G_e u(t) = G_e U_0 + \sum_{n=1}^{\infty} G_e U_n \cos(w_n t + \alpha_n)$

که مدوله هارمونیک اصلی

اندازه

$$\|i_a(t)\| = G_e \|U(t)\|$$

$$\underbrace{\|U(t)\| \cdot \|i_a(t)\|}_{\text{توان اکتیو}} = \boxed{G_e \|U(t)\|^2} \text{ توان اکتیو}$$

$$G_e = \frac{P}{\|U(t)\|^2}$$

پیدا کردن جریان پراکندگی ← $\boxed{i_s(t) = i(t) - [i_a(t) + i_r(t)]}$

جریان پراکندگی $i_s(t) = (Y_0 - G_e)U_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (G_n - G_e) U_n \cos(w_n t + \alpha_n)$

Stray current

[عامل پراکندگی علت غیر اکتیو بودن]

Subject.
Day. Month. Year.

$$\begin{cases} \langle \underbrace{i_a(t) \cdot i_r(t)}_{\text{ضرب داخلی}} \rangle_T = 0 \\ \langle i_a(t) \cdot i_r(t) \rangle_T = \frac{1}{T} \int_T i_a(t)\, i_r(t)\, dt \end{cases}$$

i_a و i_s هم بر هم عمودند.

$$\langle i_a(t) \cdot i_s(t) \rangle_T = \underbrace{\sum (G_n - G_e) G_e U_n^2}$$

برآیند باید صفر باشد چون بر هم عمودند.

$$\boxed{i(t) = i_a(t) + i_r(t) + i_s(t)}$$

جریان اکتیو ۱ — راکتیو ۲ — پراکندگی ۳

عیب این روش:

اگر بار غیر خطی باشد حدس زدن جریان راکتیو سخت است چون سخت است بار را به C و L و G_n تجزیه کرد.

همه این روش ها بر میگردن به روش منفصم سازی.

$P = i \cdot V$
$Q = i \times V$

پیشنهاد: از روش تصمیم یافته استفاده شود.

نکته: اگر اطلاعات بار را داشته باشیم از این روش CPC استفاده کنیم.

این روش خیلی خوب است فقط زمانی که بار مشخص است و خطی [توجه گردد

در این جا حالت تکفاز در نظر گرفتیم میتوانیم برای حالت سه فاز هم این روابط

را بنویسیم.]

Active Filters:

تا متن ref :

P و Q محاسبه و جبران محاسبه

فیلترهای اکتیو توان بالا نیستند ← تلفات مهم نیست به اندازه جبرانسازی راکتیو

جبرانسازهای راکتیو توان بالا ← تلفات مهم هست

پس می‌توان فرکانس کلیدزنی را بالا ببرد به خاطر زیاد مهم نبودن راندمان.

(مثلاً اگر بخواهیم Voltage sag را جبران کنیم چون پدیده

و بیشتر اینم هارمونیک‌های زیادی را جبران کنیم. کوتاه مدت. توان پایین است ← f_s را بالا

← هارمونیک‌های مرتبه بالا حذف

راندمان مهم است ولی نه به اندازه جبرانسازهای راکتیو ← چون توانشان پایین (اکتیو فیلترها)

است نسبت به جبرانسازهای راکتیو

در فیلترهای اکتیو بیشتر فرکانس کلیدزنی را بالا ببرد ← چون تلفات

مانند جبرانسازهای راکتیو مهم نیست و زیاد نیست.

در جبرانسازی توان راکتیو ref ها را باید می‌یافتیم.

در فیلترهای اکتیو باید Af_{ref} را بیابیم و همچنین V_{dc} مبدل را

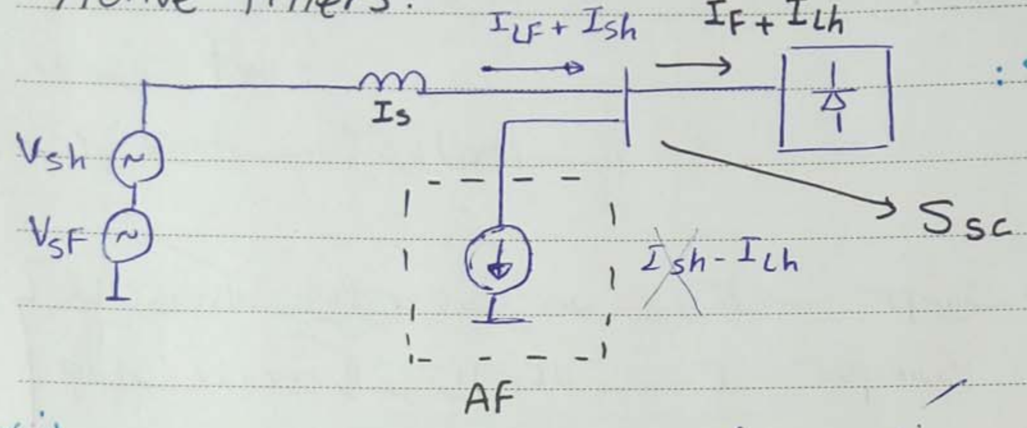
رگوله کنیم.

Subject

Day. Month. Year.

Active Filters:

فیلتر اکتیو shunt :



وظیفه ← جبران هارمونیک های منبع

" " ← بار

جبران‌سازی سمت

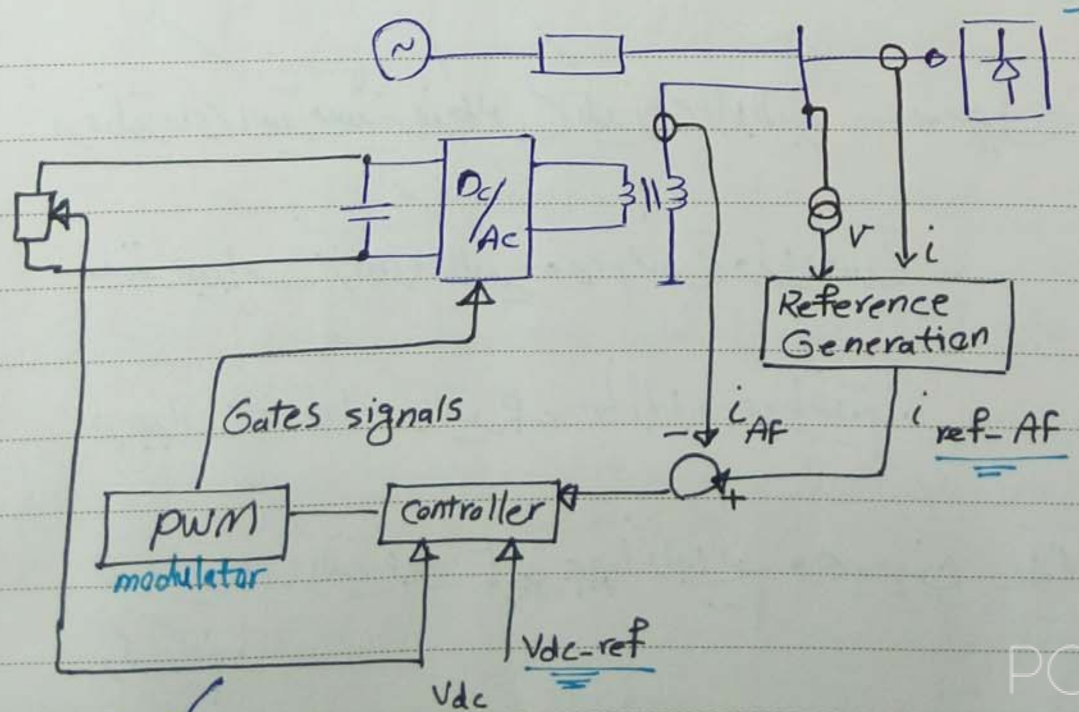
← ↑ فیلتر اکتیو توان بالا ← ↑S_{sc}

هرچه S_{sc} بیشتر ← جبران هارمونیکی بیشتر (توان بزرگ) $S_{sc}=\frac{1}{Z_{pu}}$

بیشتر مواقع وظیفه active filter را محدود به بار می‌کنند و I_{sh} فیلتر را در نظر نمی‌گیرند

در شبکه‌های توزیع اثر هارمونیک‌های منبع خیلی اهمیت ندارد.

فیلتر اکتیو shunt :

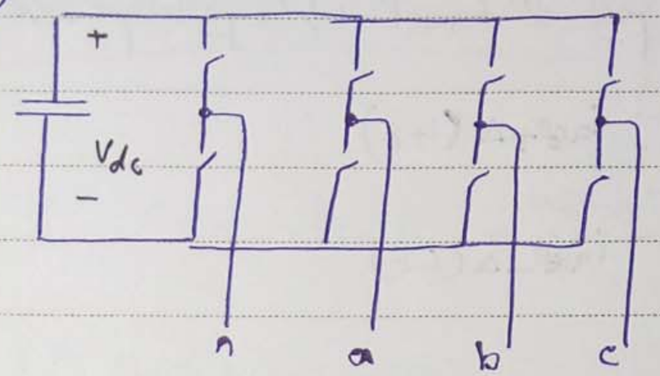


ثابت نگه داشتن V_{dc}

تثبیت خازن Dc

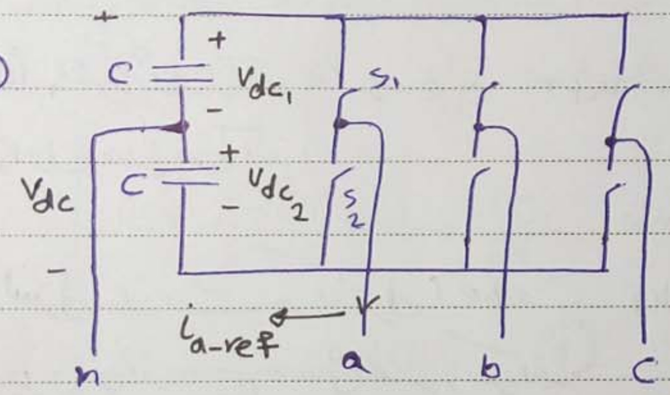
منبع DC :

(1)



سوال: V_{dc_n} به سمت صفر میل کند

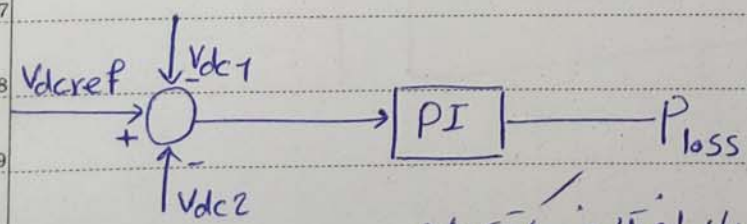
(2)



هدف: if $V_{dc1} = V_{dc2}$, then $V_n = 0$

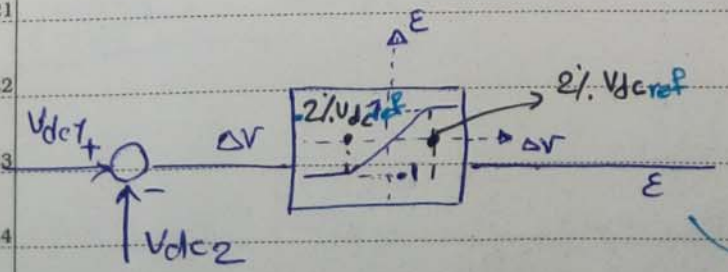
$V_{dc} = V_{dc1} + V_{dc2}$

کنترل لینک DC با P_{loss} :



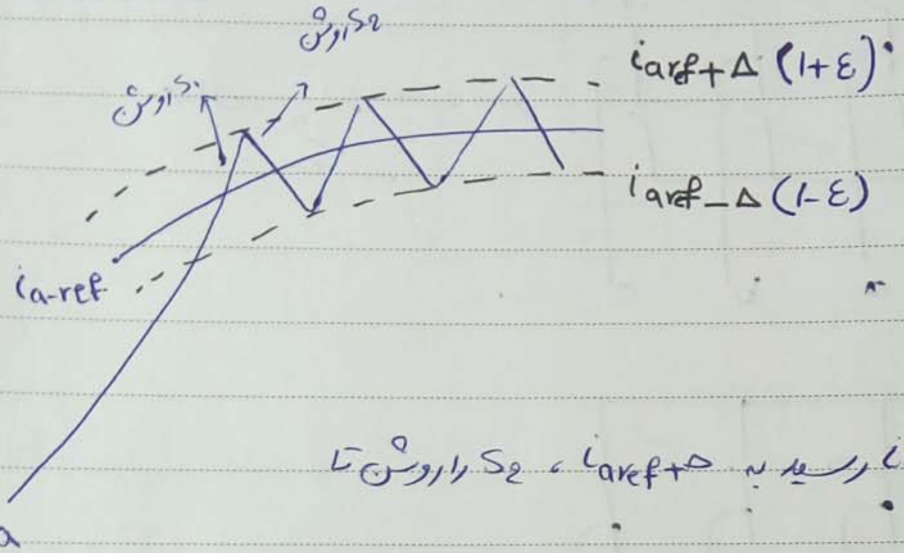
حجم P_{loss} کمتر یعنی V_{dc1} با V_{dc2} اختلاف کمتری دارد.

هدف $V_n = 0$ است.



ε را به سوئیچ‌ها میدیم

فرض کنیم بخواهیم i_a را به i_{a-ref} برسانیم.

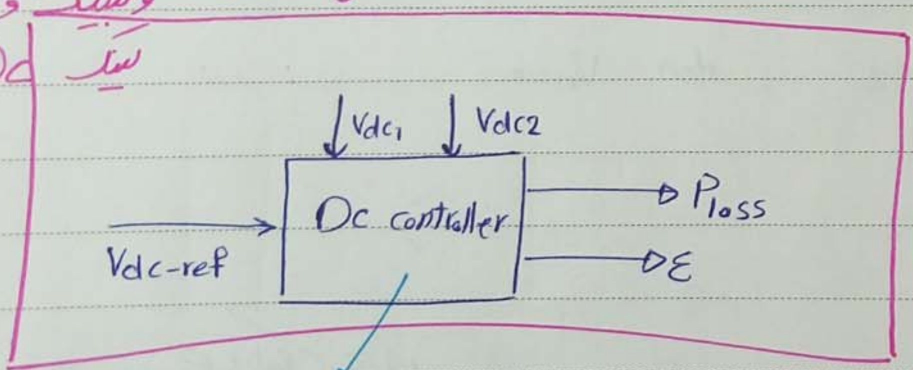


مثلاً S_1 روشن وقتی i_a رسید به $i_{aref}+\Delta$، S_2 را روشن تا از اول حد پایین آید.

7) کنترل تلفات و کنترل اختلاف V_{dc1} و V_{dc2} ← چون هرچه اختلاف کم جریان منفی از سیم خنثی عبور نمی‌کند.

کنترل تلفات = Dc-regulator
و تثبیت ولتاژ Dc لینک

تثبیت لینک Dc
یا کنترل تلفات:



میتونه PI باشه

phase locked loop: PLL

PLL — هدف: فاز یا فرکانس شبکه را تشخیص دهد

$$X_i = A\cos(\omega_i t + \theta_i) + \underbrace{\cdots}_{\text{هارمونیک‌ها}}$$

$$X_o(t) = B\cos(\omega_o t + \Phi_o)$$

هدف: خروجی فرکانسش به فرکانس ورودی برسد. به عبارتی خروجی روی ورودی lock کند. : هدف

$$\frac{d}{dt}(\omega_i t + \theta_i) = \frac{d}{dt}(\omega_o t + \Phi_o)$$

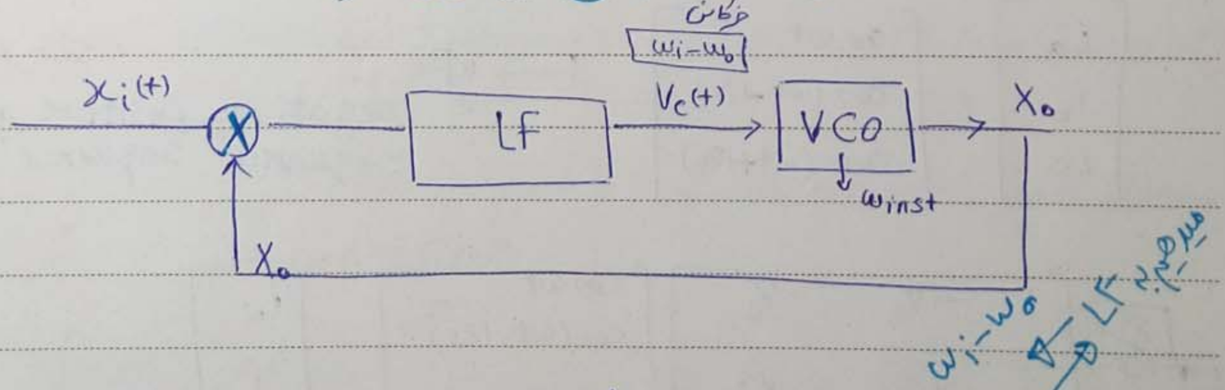
$$\omega_i + \cancel{\frac{d\theta_i}{dt}}_{0} = \omega_o + \frac{d\Phi_o}{dt}$$

فاز ورودی معمولاً ثابت است و تغییراتش کند

$$\omega_i = \omega_o + \frac{d\Phi_o}{dt} \quad (1)$$

تغییرات $\frac{d\Phi_o}{dt}$ باید به سمتی برود که فرکانس خروجی با فرکانس ورودی یکی شود.

PLL:



$x_i x_o$: $\omega_i-\omega_o$, $\omega_i+\omega_o$, برای هارمونیک‌ها $2\omega_i-\omega_o$, $2\omega_i+\omega_o$

VCO: اسیلاتوری است که با فرکانس کنترل شده

در مورد اسیلاتور:

$$\omega_{inst} = \frac{d}{dt}(\omega_o t + \Phi_o) = \omega_o + \frac{d\Phi_o}{dt}$$

$$\omega_{inst} = \omega_o + K_V \cdot V_c(t) \quad (2)$$

Subject.
Day. Month. Year.

$$\boxed{\frac{d\omega_0}{dt} = K_V \, V_C(t)}$$

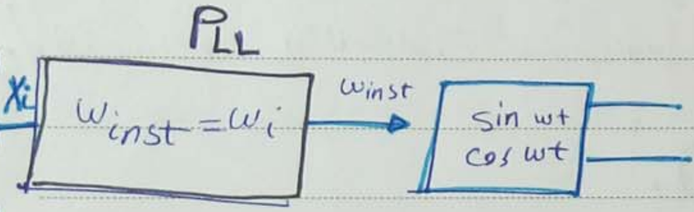
با توجه به (1) و (2)

پس اسیلاتور ω_0 را به ω_i میرساند. $\longrightarrow$ $\boxed{\omega_{inst} = \omega_i}$ $\longrightarrow$ بعد از مدت زمان زیادی

حدود 2 تا 3 سیکل طول میکشد.

- عیب PLL: زمان طولانی برای رسیدن به فرکانس شبکه (تاخیر زمانی)

- هرچه تاخیر زیاد باشد ← مشکلات عبور توان بین شبکه و بار بیشتر خواهد بود و تلفات بیشتر می شود.
(اختلاف فازها یا فرکانس ها زیاد)



برای ساختن sin و cos از PLL استفاده می کنیم.

تشخیص $i_{\alpha\beta}$ از روی sin و cos:
و ایجاد positive sequence و negative sequence

فرض کنیم

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \cos(\omega t - 120) \\ \cos(\omega t + 120) \end{bmatrix}}_{\text{positive sequence}} \xrightarrow{T} \alpha\beta 0$$

$$\sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \cos(\omega t - 120) \\ \cos(\omega t + 120) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix}$$

$$= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{3}{2} \cos \omega t \\ -2 \sin 120 \cdot \sin \omega t \times \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{3}{2} \cos \omega t \\ -2 \times \frac{3}{2} \times \sin \omega t \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} K_1 \cos \omega t \\ -K_2 \sin \omega t \end{bmatrix}$$

$$\begin{cases} i_\alpha \propto \cos(\omega t) \\ i_\beta \propto -\sin(\omega t) \end{cases} \longrightarrow \text{For positive Sequence}$$

$$\xrightarrow{\alpha\beta} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ -\sin(\omega t) \end{bmatrix}$$ نماینده مولفه مثبت

negative sequence:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \cos(\omega t+120) \\ \cos(\omega t-120) \end{bmatrix}$$

$$\vdots$$

$$= \begin{bmatrix} k_1 \cos \omega t \\ k_2 \sin \omega t \end{bmatrix} \longrightarrow \text{For negative sequence}$$

$$\begin{cases} i_\alpha \\ i_\beta \end{cases} \xrightarrow{\alpha\beta} \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \sin \omega t \end{bmatrix}$$ نماینده مولفه منفی

از این دو تا برای نشان دادن مولفه های منفی و مثبت در کارهای مداری استفاده می کنیم

— مولفه ی مثبت و منفی در علامت sin با هم فرق دارند.

اگر جریان فرضی مولفه مثبت

$$\begin{bmatrix} v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \end{bmatrix} \underset{\text{ضرب داخلی}}{\cdot} \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ -\sin \omega t \end{bmatrix} = p(t) = \bar{P} + \tilde{p}(t) \quad \boxed{\text{توالی مثبت}\ ,\ 50\,Hz}$$

②

$v_{\alpha\beta}$ ← (هم توالی مثبت و منفی) — شامل هارمونیک های متعدد

$i_{\alpha\beta}$ ← فقط توالی مثبت

$i_{\alpha\beta}$ فقط 50Hz دارد. و با 50Hz ولتاژ توان متوسط تولید می کند و با بقیه توان نوسانی.

فقط مولفه های 50Hz با 50Hz تولید توان متوسط میکنند.

این مبحث مربوط به تعیین $i'_{\alpha\beta}$ و $V'_{\alpha\beta}$ (positive sequence) است.

$i'_{\alpha\beta}$ توسط $\sin/\cos$ حاصل PLL و $V'_{\alpha\beta}$ هم توسط فرمول‌ها و دیاگرام این صفحه:

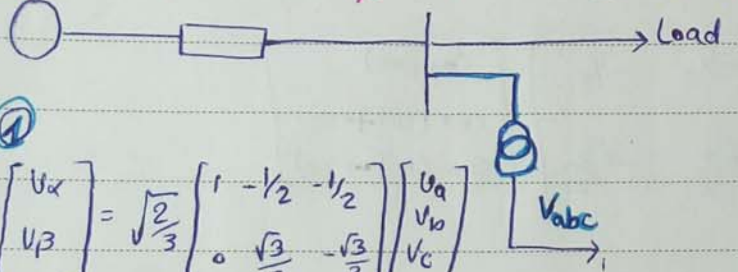
Subject.

Day. Month. Year.

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \underset{\text{خارجی}}{\times} \begin{bmatrix} \cos\omega t \\ -\sin\omega t \end{bmatrix} = q_{\alpha\beta} = \bar{q} + \tilde{q} \quad ②$$

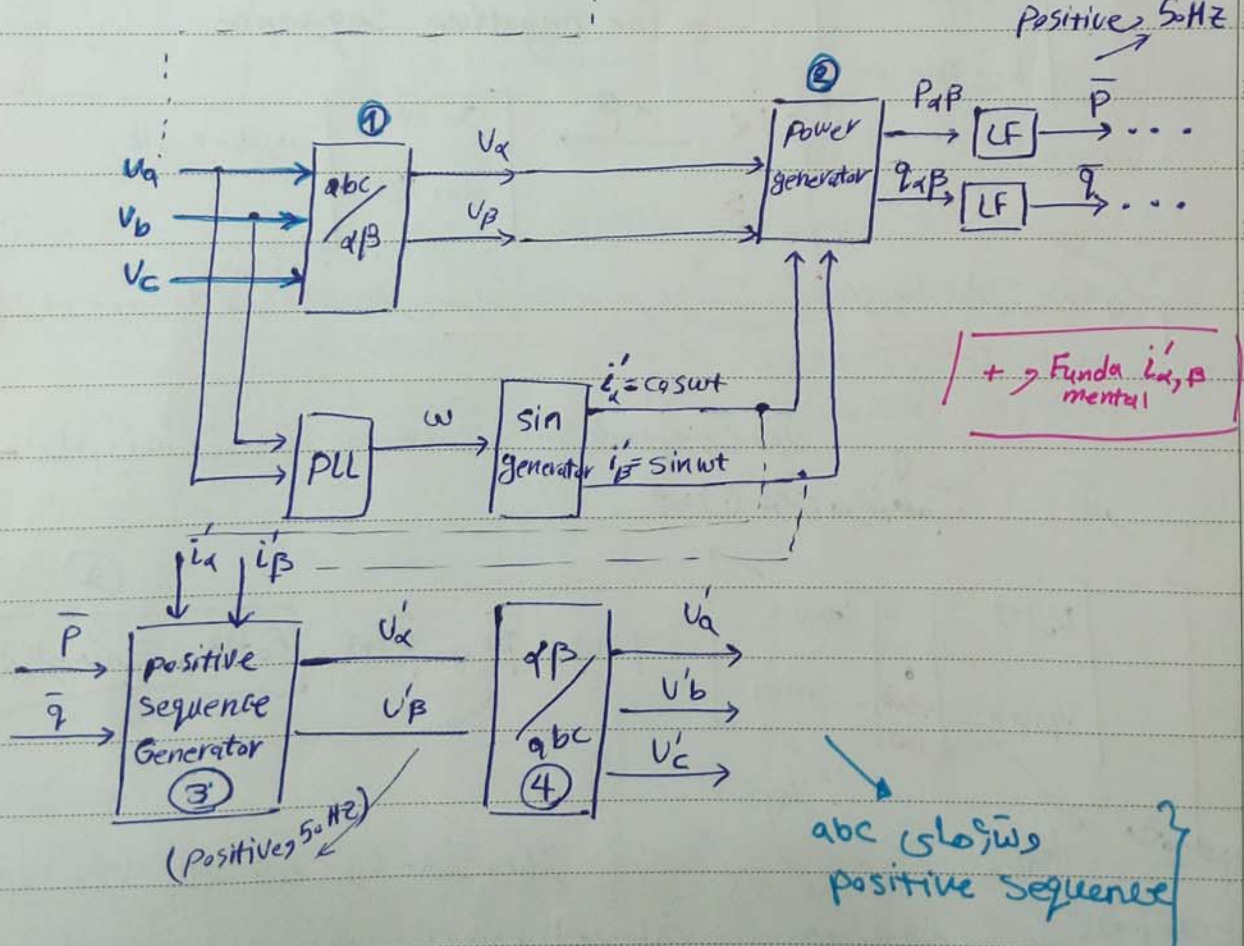
positive sequence

تعیین ولتاژ positive sequence 50Hz در مدار: (به این صورت که i'_α و i'_β مشخصه، بخواهیم V'_{abc} را پیدا کنیم.)



①

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}$$



ولتاژهای abc positive sequence

معمولاً به PLL مثل اینجا ولتاژ خط را می دهیم و در این صورت دیگر مولفه صفر نداریم
چون ولتاژ خط مولفه صفر ندارد.
پرالیم ها i'_α و i'_β Fundamental و مثبت اند.

(2)

$$\begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_\alpha \\ i'_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_{\alpha\beta} \\ q_{\alpha\beta} \end{bmatrix} \longrightarrow \text{مولفه های مثبت}$$

$$\begin{bmatrix} v'_\alpha & v'_\beta \\ -v'_\beta & v'_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_\alpha \\ i'_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix} \longrightarrow \text{مثبت و 50 هرتز}$$

ولتاژ مثبت   جریان مثبت

$$p_{\alpha\beta} = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta$$
$$q_{\alpha\beta} = v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha$$

$$\text{یا} = \begin{bmatrix} i'_\alpha & i'_\beta \\ i'_\beta & -i'_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v'_\alpha \\ v'_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix}$$

مثبت   مثبت   مثبت و 50Hz

در نتیجه

$$\begin{bmatrix} v'_\alpha \\ v'_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{-(i'^2_\alpha + i'^2_\beta)} \begin{bmatrix} -i'_\alpha & -i'_\beta \\ -i'_\beta & i'_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix} \quad (3)$$

?

$$\downarrow \boxed{\text{positive sequence} - 50\,Hz}$$

$$\begin{bmatrix} v'_a \\ v'_b \\ v'_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v'_\alpha \\ v'_\beta \end{bmatrix} \quad (4)$$

فرکانس را با استفاده از PLL بدست آوردیم که به واسطه آن جریان های جبرانی مولفه مثبت و منفی را جدا کردیم

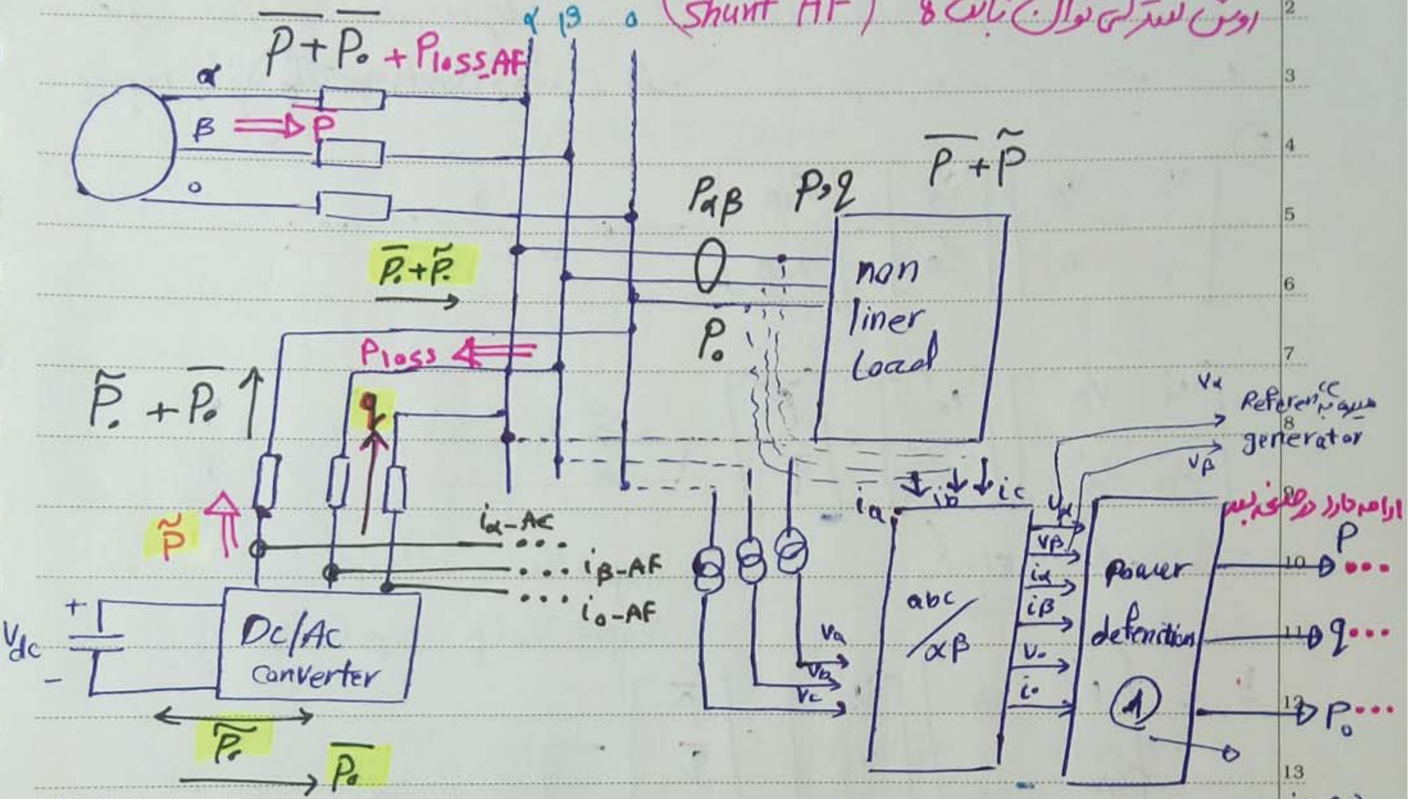
جریان $\tilde{p}$ ناشی از مولفه منفی در فرکانس 50
" $\bar{p}$ " " مثبت " "

Subject.

Day. Month. Year.

۳ روش برای جبران‌سازی هارمونیک‌های جریان در فیلترهای اکتیو وجود دارد. ..

روش کنترلی توان ثابت ۸ (shunt AF)



روش (1): source constant power. منبع توان ثابت داشته باشد.

روش (2): sinusoidal source currents. جریان منبع سینوسی باشد.

توان ثابت یا متوسط (یعنی $50Hz$ یا $50Hz$ یا هارمونیک ۵ ام ولتاژ با هارمونیک ۵ ام جریان توان تولید کرده و با توالی منفی یا توالی مثبت تولید کنند) و الزاماً هارمونیک‌ها را حذف نمی‌کند و فقط نوسانات توان را حذف می‌کند. از طرفی فیلتر باید توان‌های نوسانی را ~~جبران~~ تولید کند بنابراین چون پریودیک است متوسط توان نوسانی صفر می‌شود در نتیجه نیازی به خازن بزرگ نیست.)

یکی از مهمترین مزایای فیلتر شنت:

مزیت این روش

Subject. Day. Month. Year.

q هم توسط فیلتر جبران می‌شود چون کار فیلتر جبران q متوسط نیست چون

در آن صورت حجم فیلتر بسیار بزرگ خواهد بود. [اگر دامنه q در Fundamental کم باشد

و بخواهیم Fundamental را جبران کنیم ولی در شبکه 20kV اصلاً به صرفه نیست.]

P_0 هم توسط فیلتر جبران می‌شود. ولی $\bar{P}_0$ توسط $\alpha\beta$ منبع تامین میگردد.

- سمت منبع تعادل ثابت خواهد بود.

هدف اینکه مولفه صفر هم نباید از منبع داشته باشیم.

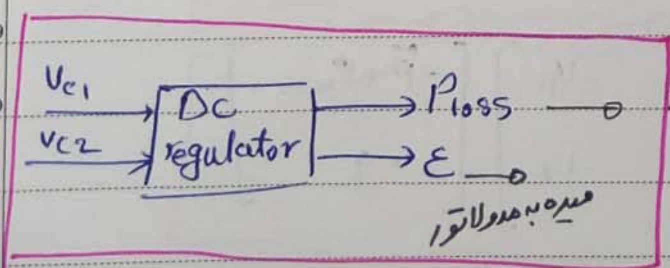
نکته مهم: چون $\bar{P}_0$ رو مبدل ارائه میدهد باعث می‌شود ولتاژ DC افت کند بنابراین

P_0 باید از طریقی از منبع تامین شود ولی نمی‌خواهیم منبع مولفه صفر داشته باشد

بنابراین P_0 از طریق $\alpha\beta$ منبع تامین می‌شود.

با توجه شود $\bar{P}_0$ از طریق $\alpha\beta$ منبع تامین می‌شود نه خود منبع (مولفه صفر منبع) سیم

می‌خواهیم منبع مولفه صفر نداشته باشد.



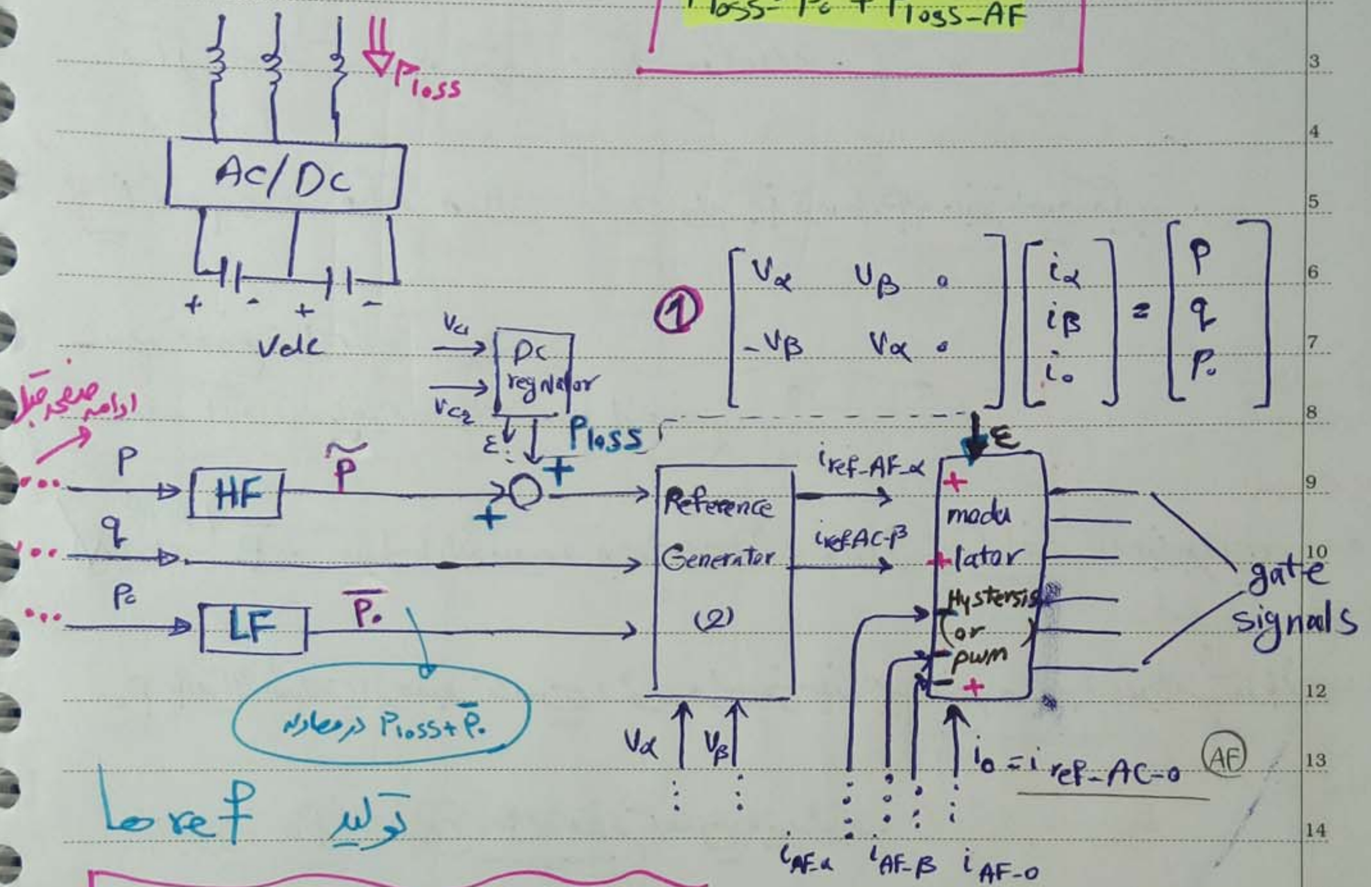
جمع می‌شود با تلفات های الحاوی $\bar{P}$

P_{loss} تلفات مبدل و تلفات active filter و تلفات P_0 باشد.

بنابراین این regulator این تلفات را شناسایی و تامین می‌کند.

$$\boxed{P_{loss} = \bar{P}_0 + P_{loss-AF}}$$

$$(1)\quad \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta & 0 \\ -V_\beta & V_\alpha & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p \\ q \\ P_0 \end{bmatrix}$$



تولید Iref ها

$$\boxed{\begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ -V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ref-AF-\alpha} \\ i_{ref-AF-\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\tilde{P} + P_{loss} \\ -q \end{bmatrix} \rightarrow \bar{P}_0 + \bar{P}_{loss}}$$

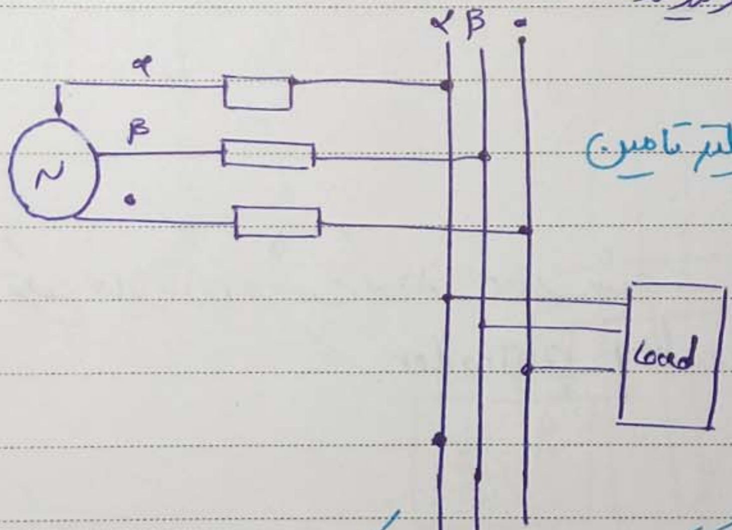
وارد

$$\boxed{(2)\quad \begin{bmatrix} i_{ref-AF-\alpha} \\ i_{ref-AF-\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\tilde{P} + P_{loss} \\ -q \end{bmatrix}}$$

نکته: اگر مثلاً بخواهیم همه‌ی هارمونیک های 5 و 7 را حذف کنیم در عمل Q را باید صفر بزاریم و HF هم باید برای هارمونیک های 5 و 7 تنظیم شود.

عیب: همیشه منجر به حذف همه هارمونیک ها نمی شود چون هارمونیک و با هارمونیک

5 منبع می تواند توان متوسط را تولید کند.



مزیت: توان های نوسانی توسط فیلتر تامین می شوند و چون در طول پریود نوسانات متوسطشان صفر است در نتیجه نیازی به خازن بزرگ یا منبع ذخیره کننده انرژی نیست.

P_0 هم توسط فیلتر ← فقط $\tilde{p}_0$ نوسانی توسط فیلتر

$(P_{loss}+\bar{P}_0)$ ← αβ توسط شبکه $\bar{P}_0$

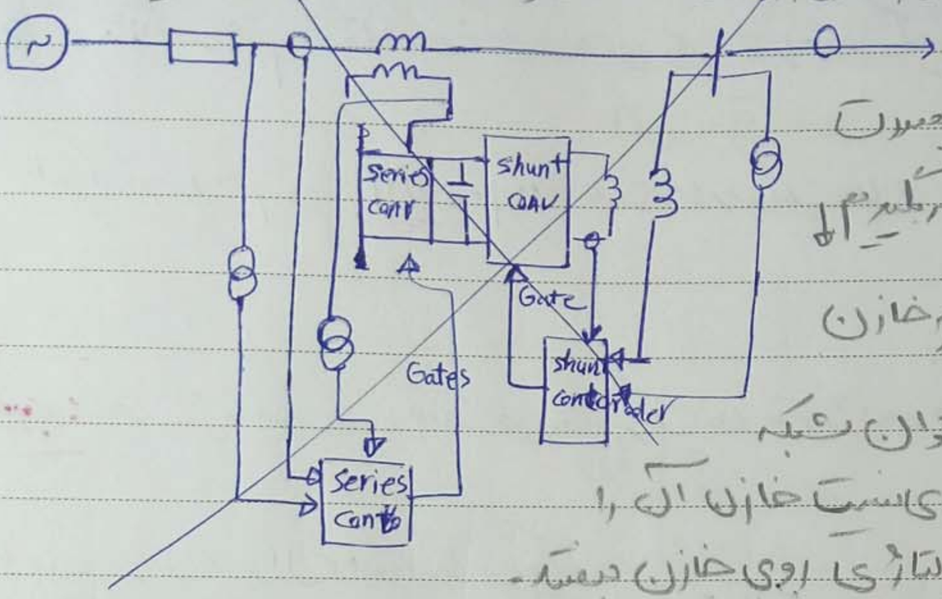
توجه شود در جبران سازی AF ، DC regulator از یاد نرود که تلفات را با

p و q را به مدولاتور میدهیم.

$\bar{P}_0 + \bar{P}_0 = P_L$ از طریق سیم صفر جاری میگردد ولی $\tilde{P}_0$ متوسطش در خازن صفر میگردد

و الزام داریم P_0 را توسط فیلتر اکتیو تامین کنیم یعنی $\bar{P}_0$ را قرار است از طریق خازن

~~تامین کنیم یعنی انرژی باید به طریقی برگشت داده شود (از شبکه گرفته شود)~~



ولی باید توان $\bar{P}_0$ بصورت

مولفه ΔP از شبکه بگیریم

چون میزان توانی که خازن

$\bar{P}_0$

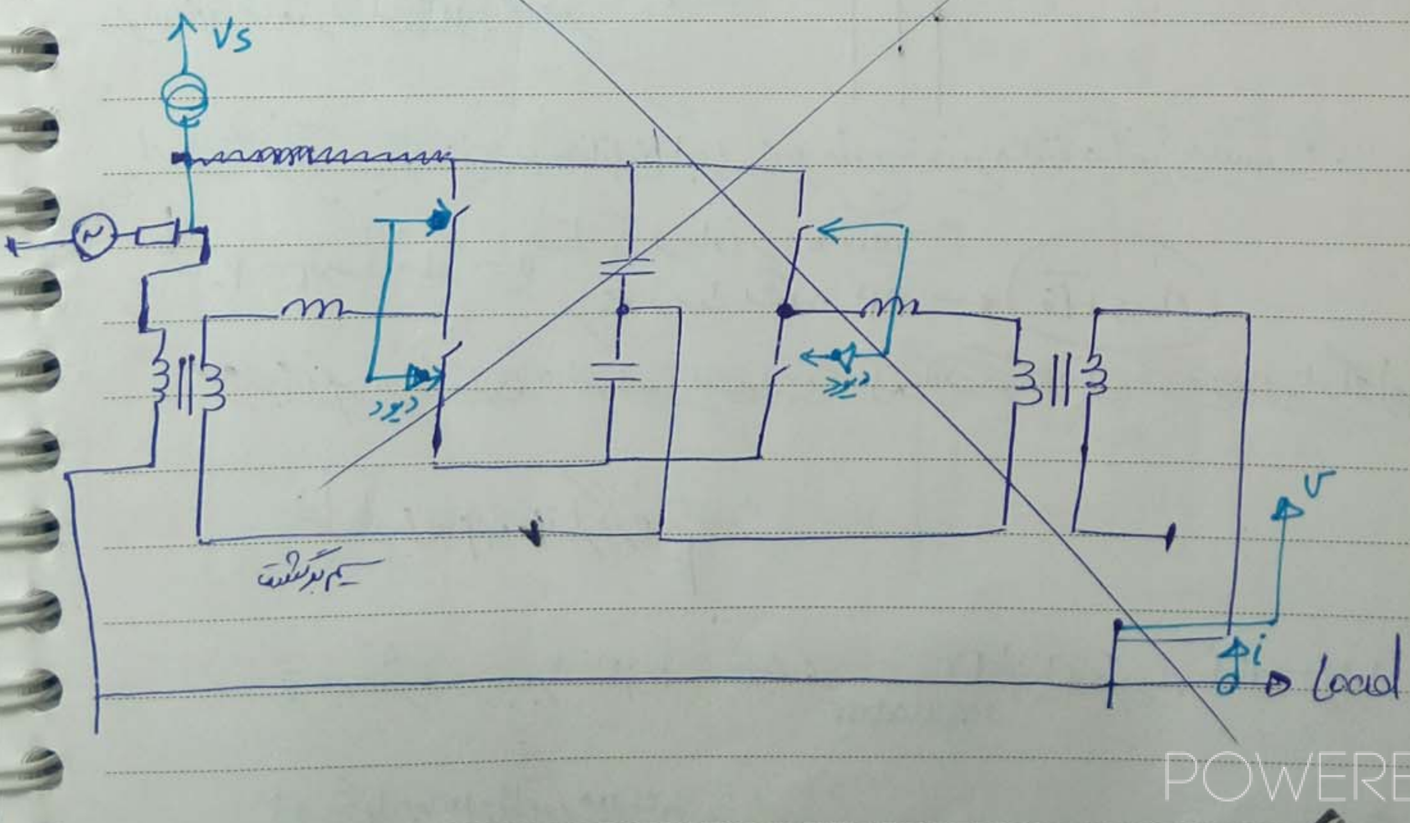
تولید میکند با میزان توان شبکه

یکسان است و نیازی است خازن آن را

تامین کند و اختلاف ولتاژی روی خازن داشته باشیم.

ترکیب فیلتر سری و شنت که خازن ظرف شود ← UPQC

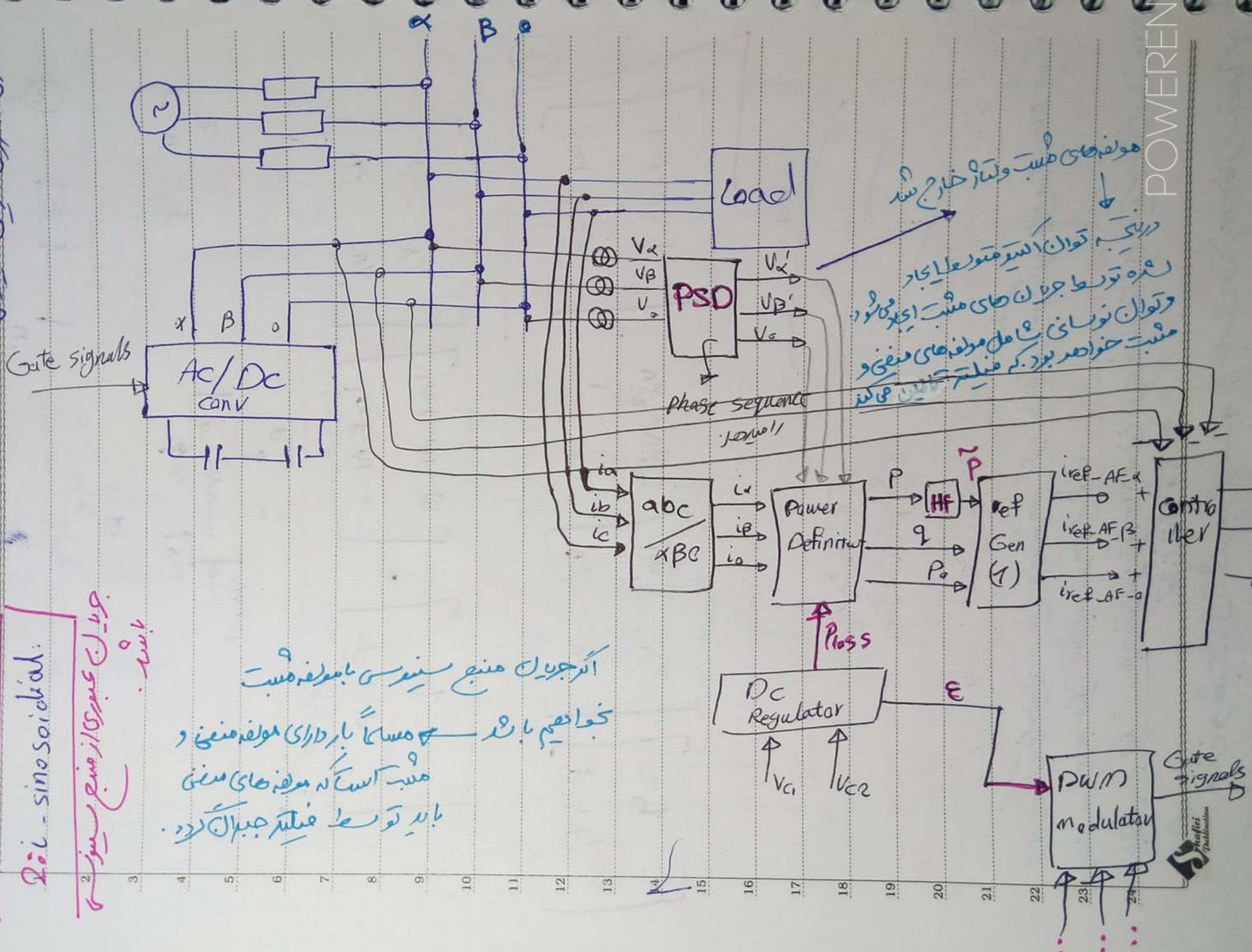
unified power quality contraller



کنترل به روش جریان سینوسی

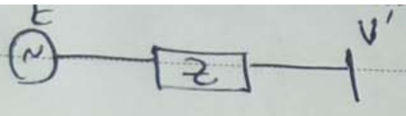
P&i - sinosoidal:

جریان عبوری از منبع سینوسی باشد.

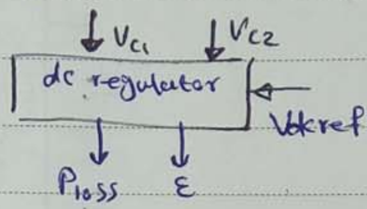


مولفه های مثبت ولتاژ خارج شد
↓
در نتیجه توان اکتیو متوسط ایجاد شده توسط جریان های مثبت ایجاد می شود، و توان نوسانی شامل مولفه های منفی و مثبت خواهد بود که فیلتر تامین می کند

اگر جریان منبع سینوسی با مولفه مثبت بخواهیم باشد ← مسلماً بار دارای مولفه منفی و مثبت است که مولفه های منفی باید توسط فیلتر جبران گردد.



$$\frac{E - V'}{Z} = I$$

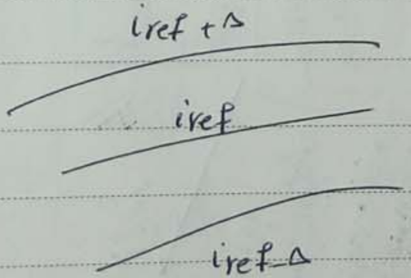


$\tilde{p}$ همواره منفی در این است.

$$\begin{bmatrix} V'_\alpha & V'_\beta \\ -V'_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ref\_AF\_\alpha} \\ i_{ref\_AF\_\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\tilde{p} + p_{loss} \\ -q \end{bmatrix}$$

1

$$\boxed{\begin{bmatrix} i_{ref\_AF\_\alpha} \\ i_{ref\_AF\_\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{V'^2_\alpha + V'^2_\beta} \begin{bmatrix} V'_\alpha & -V'_\beta \\ V'_\beta & V'_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\tilde{p} + P_{loss} \\ -q \end{bmatrix}}$$

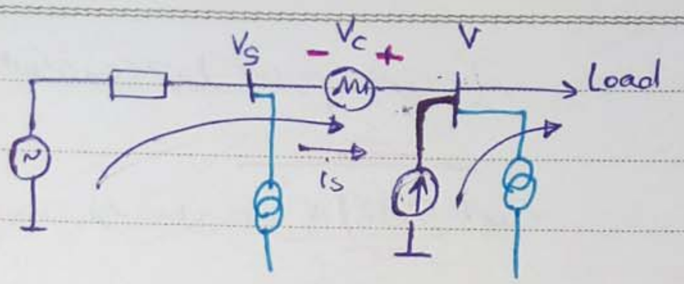


این کم بشه تغییرات ولتاژ فاز کم میشود.

درصورتی که تنها جریان سینوسی مولفه مثبت توسط منبع تامین گردد باید مولفه های مثبت ولتاژ ورودی به فیلتر تشخیص و جدا شوند.

با توجه به اینکه بار می تواند مولفه های منفی و همچنین توان اکتیو نوسانی مولفه های منفی و مثبت را داشته باشد (توان اکتیو متوسط ها) لازم است ولتاژهای فاز مستقیماً به $\alpha\beta$ انتقال یابند. (ادامه در صفحه 51)

Series AF



هدف:
هارمونیک های بار را منبع موازی
و ... منبع را سری جبران کند.

$V_s + V_c = V$

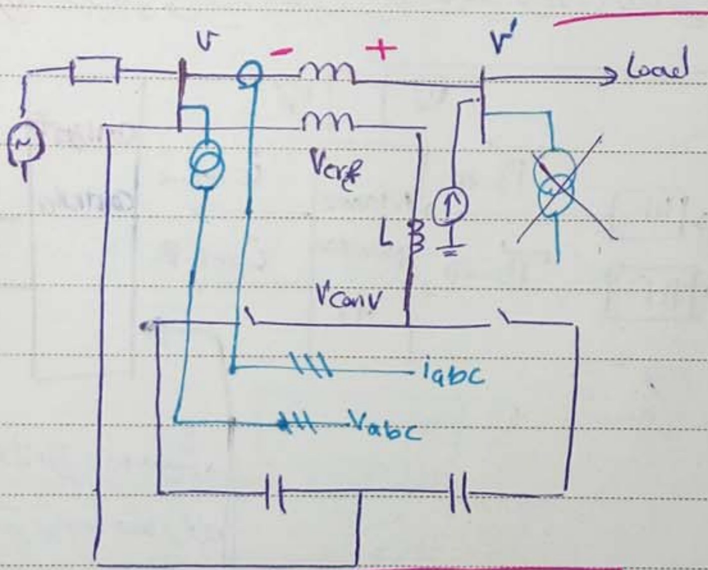
$V_c = V_s - V$

سمت منبع اعوجاج داریم ← میخواهیم سمت بار بدون اعوجاج گردد.

توان متوسط دارد $\langle V_s \cdot i_s \rangle \neq 0$ متوسط

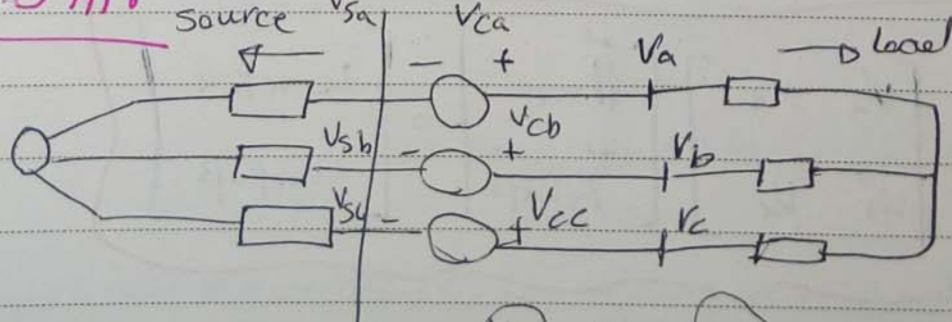
در این حالت

می‌خواهیم V' شود یعنی سینوسی مثبت باشد.



$$\boxed{V_{conv} = V_{cref} - L\frac{di_f}{dt}}$$

Series AF:



$V_{sa} + V_{ca} = V_a$

distorted $\quad V_{sb} + V_{cb} = V_b \quad$ sin

$V_{sc} + V_{cc} = V_c$

Subject.
Day. Month. Year.

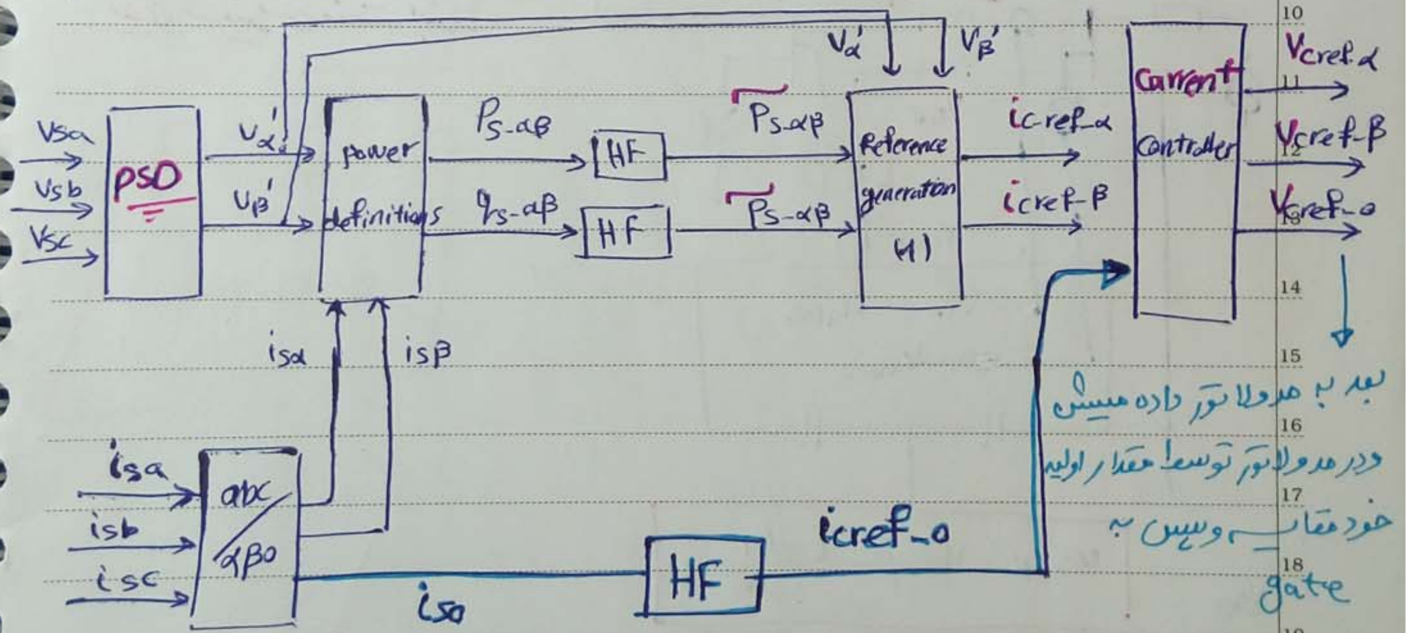
کنترل روی جریان بیاریم در این فیلتر.

هدف رسیدن به V' 50Hz است.

- از جایی مستقیم نمونه گیری میکنیم که کمبود داریم خوابه . در این جا منبع خوابه از سمت منبع میگیریم.

[در شبیه‌سازی اینکه بدانیم از کدام قسمت نمونه برداری کنیم خیلی مهم است.]

نیاز به یک وظیفه فیلتر سری تولید توان راکتیو نیست پس توان نوسانی را گرفتیم.



$$\frac{1}{V_\alpha'^2 + V_\beta'^2}\begin{bmatrix} V_\alpha' & -V_\beta' \\ V_\beta' & V_\alpha' \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \tilde{P}_{s-\alpha\beta} \\ \tilde{q}_{s-\alpha\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{c-ref-\alpha} \\ i_{cref-\beta} \end{bmatrix}$$

✓ در این جا مشکلات منبع را حذف می‌کنیم.

✓ فرض این بود، هر تغییراتی در بار داریم اعوجاج و مشکلات فیلتر اکتیو حل کند.

جبرانسازی هارمونیک‌ها و نامتقارنی ولتاژهای منبع تغذیه (فیلتر سری) ← بار

دارای ولتاژ V' (+ و 50Hz)

← فیلتر باید به غیر از مولفه‌های مثبت ولتاژ در فرکانس 50 H تمامی بخش‌های

دیگر ولتاژ منبع را جبران کند.

چگونگی استخراج ولتاژ توالی مثبت در جلسات قبل آمده $\boxed{PSD}$

← عیب این روش: نیاز به منبع تغذیه در سمت DC [چون بصورت]

مقاومت سری برای جریان‌های هارمونیکی

عمل می‌کند ← حل این مشکل

← ترکیب فیلتر سری و شنت

در نتیجه $i_{c,ref}$

← تمام جریان‌های هارمونیکی مولفه مثبت فرکانس بالا + جریان‌های هارمونیکی

مولفه منفی در همه فرکانس‌ها را جبران کردیم.

$V_{c,ref}$

← این ولتاژ بصورت سری با منبع قرار گرفته و تاثیر جریان‌های هارمونیکی بار روی منبع و بار را از بین می‌برد.

Subject.
Day. Month. Year.

PQC

Load

فیلتر اکتیو شنت به روش کنترل جریان سینوسی:

با استفاده از رابطه زیر تمام توان های اکتیو مولفه منفی و نوسانی که می تواند جبران کننده تامین کننده

$$P_{\alpha\beta} = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta - \overbrace{(v'_\alpha i'_\alpha + v'_\beta i'_\beta)}^{\text{مولفه مثبت}}$$

توجه: ولتاژ و جریان مولفه منفی نیز توان متوسطی تولید می کنند که این توان نیز در بار مصرف می شود و در صورتیکه منبع فقط جریان سینوسی مولفه مثبت را تامین کند ← جبران کننده باید این توان را تامین کند در نتیجه ولتاژ روی خازن ها افت کرده و توسط رگولاتور این افت احساس شده و $\bar{P}_{loss}$ به اندازه توان متوسط توالی منفی در خازن dc به جبران کننده تزریق می شود.

اینک با دانستن توان های $P'_{\alpha\beta}$ و q که باید توسط جبران کننده تامین گردد جریان های مرجع طبق رابطه صفحه قبل محاسبه می شوند.

فیلتر اکتیو سری:

جریان

← حذف اثر هارمونیک های منبع روی ولتاژ ترمینال جبران

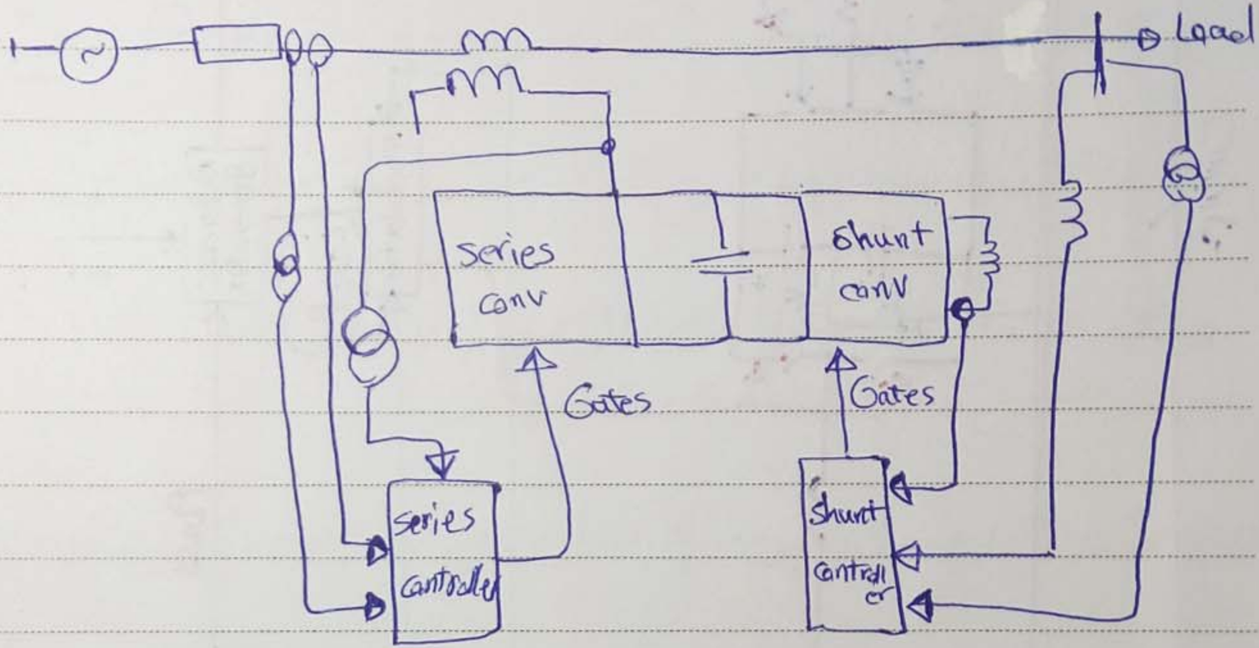
← حذف هارمونیک های ولتاژ منبع جبران

نکته مهم: فرکانس قطع فیلترهای بالاگذر است تا هر چه پایین تر جداسازی بهتر با دقت بیشتر (اگر فرکانس قطع 50Hz باشد مولفه های 50 به صورت کامل از فیلتر عبور نمی کنند.)

: UPQC

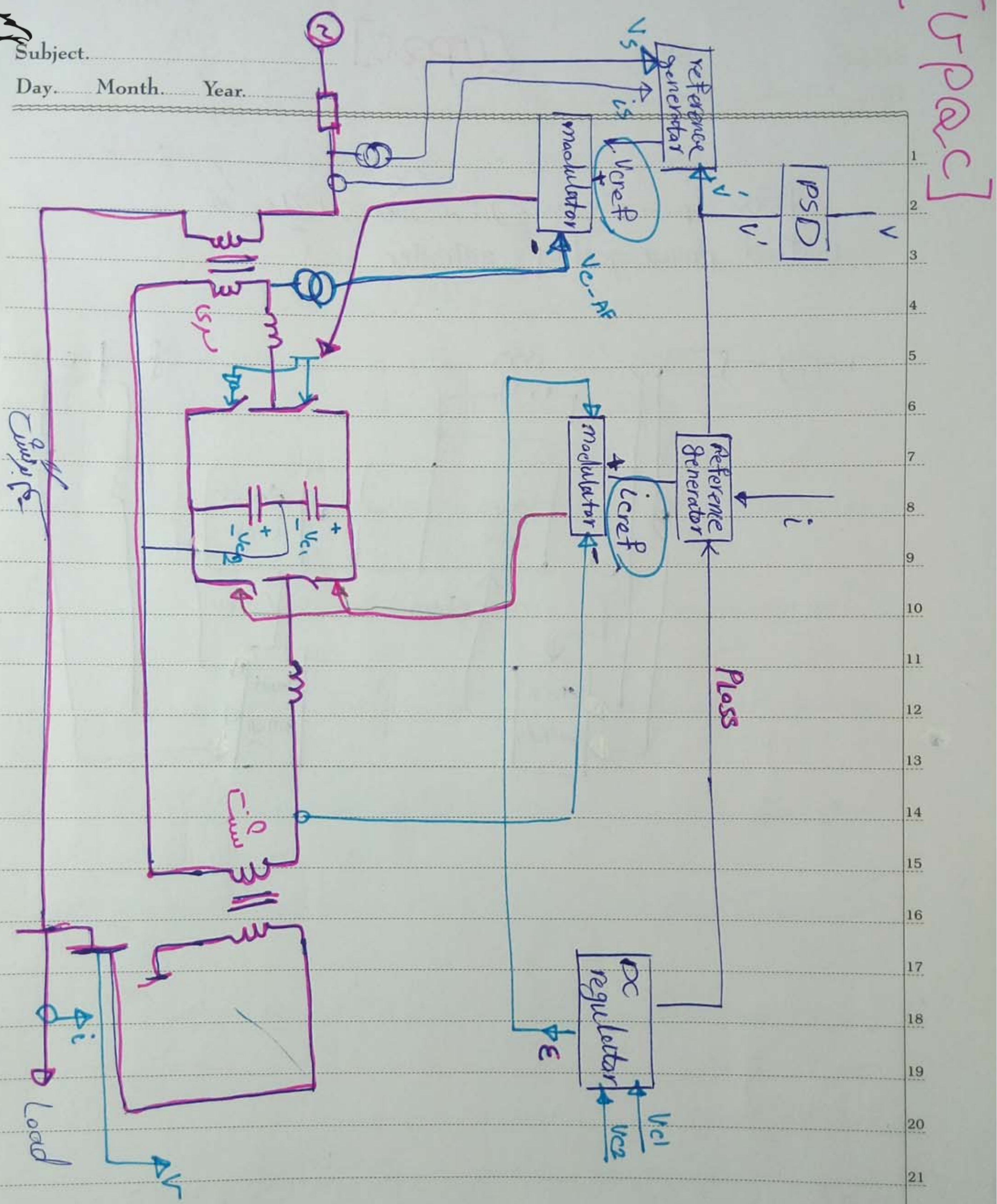
UPQC ← ترکیب فیلتر سری و شنت که خازن حذف شود

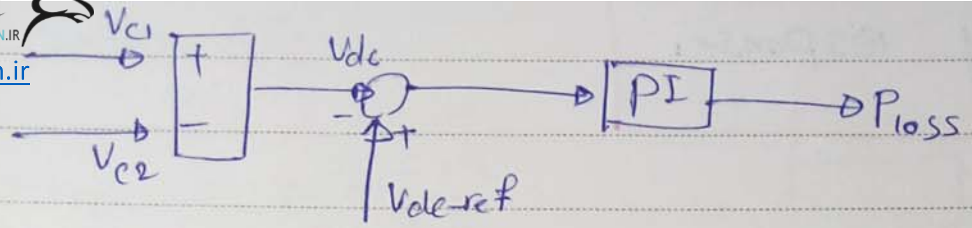
unified power quality controller



Subject.

Day. Month. Year.



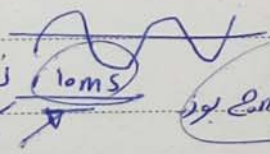


P_{loss} از V_{dc} ایجاد شده که مشترک است بین فیلتر سری و شنت در نتیجه امپدانس روی خازن ها مجموع تلفات قسمت شنت و سری کاست و در نتیجه قسمت شنت می تواند کل توان P_{loss} را جبران کند. P_{loss}

یعنی P_{loss} مجموع تلفات قسمت شنت و قسمت سری است.

اول مشکلات ایجاد می شود سپس سیستم کنترل عمل می کند یعنی با تاخیر روبرو هستیم

اگر بار دارای مولفه ی منفی باشد روی لینک Dc فرکانس دو برابر ایجاد می شود



نوسانات لینک Dc

اگر کم هم بود

در نتیجه عدم تعادل روی هر دو قسمت تاثیر میگذارد

در نتیجه هارمونیک های ضعیف پایین ایجاد می کند که فیلتر کردنشان سخت است ولی هارمونیک های بالا راحت تر فیلتر می شوند. (افزایش فرکانس کلیدزنی)

پس در حالت عملی وقتی مولفه منفی داریم پاسخ ها در حدی تفاوت خواهند داشت و بهترین روش استفاده از روش توان ثابت منبع است.