کیفیت توان

PowerQuality

مقدمه

مسائل مربوط به کیفیت توان مطالب جدیدی نیستند اما به دلیل اهمیت آنها و تأثیرشان در سیستم قدرت در سال‌های اخیر مهم شده‌اند.
کلمه‌ی کیفیت توان به عنوان یک مفهوم فراگیر برای انواع مختلف اغتشاشات سیستم قدرت به کار می‌رود.
اغلب کارهای اولیه در این حوزه به هارمونیک‌ها مربوط است. در حالیکه اعوجاج هارمونیکی یک مسأله‌ی کیفیت توان است که اهمیت آن در حال افزایش است، مفهوم کیفیت توان گسترده‌تر از آن است و شامل انحراف‌های غیرپریودیک و گذرا از شکل موج ایده‌آل می‌شود.

مقدمه

دلایل اهمیت یافتن مسائل مربوط به کیفیت توان عبارتند از:

- حساسیت تجهیزات کنونی در مقایسه با تجهیزات مورد استفاده در گذشته نسبت به کیفیت توان بیشتر شده است.
- بسیاری از تجهیزات امروزی نسبت به تجهیزات گذشته باعث ایجاد مشکلات کیفیت توان می‌شوند.

مقدمه

کیفیت توان چیست؟

مبحث کیفیت توان برای ارزیابی سازگارهای الکترومغناطیسی (EMC) به کار می‌رود. بواسطه طبیعت سیستم قدرت تداخل بین مصرف‌کننده‌ها وجود دارد. مهم است که کار مصرف کننده چه در حالت وجود تداخل و یا عدم وجود آن رضایت بخش باشد. یک جنبه‌ی مهم کیفیت سیستم قدرت، توانایی سیستم برای انتقال و تحویل انرژی الکتریکی به مصرف کننده با حفظ حدود مشخص شده توسط استانداردهاست.

مقدمه

شرکت‌های برق کیفیت توان را مترادف با قابلیت اطمینان تعریف کرده‌اند. یعنی: وجود منبع کافی و امن.
این در حالی است که کیفیت توان مربوط به مصرف کننده است و تعریف باید بر اساس آن باشد. هرگونه مشکلی که باعث تغییر در ولتاژ، جریان یا فرکانس گردد و موجب خرابی و یا عملکرد نادرست تجهیزات مصرف کننده شود.

مقدمه

به عنوان مثال کلیدزنی بانک‌های خازنی در سیستم باعث اضافه ولتاژهای گذرا می‌شود که برای مصرف کننده باعث مشکل شده در حالیکه اتفاق فوق از دیدگاه سیستم قدرت امری عادی تلقی می‌شود.
به عنوان مثال دیگر اتصال کوتاه موقتی نیز در دوره اتصال کوتاه برای مصرف کننده افت ولتاژهایی (کمبود ولتاژ) را پدید می‌آورد که در عملکرد تجهیزات مهم می‌شود.

مقدمه

سطح لازم کیفیت توان سطحی است که موجب عملکرد مناسب تجهیزات در استعمال خاص خود شود. تعیین مقدار نهایی کیفیت توان با توجه به نحوه عملکرد تجهیزات مشترکین مشخص خواهد شد.

برخی کیفیت توان را همان کیفیت ولتاژ دانسته اند. چراکه کنترل روی ولتاژ به دلیل تغییر شکل و انحراف از سینوسی صورت می گیرد.

اما مسأله جریان را نمی توان نادیده گرفت چراکه مثلاً در اتصال کوتاه کنترل جریان مهم می شود و یا مثلاً جریان هارمونیکی مصرف کننده ها در ولتاژ مؤثر است. هرچند که توجه نهایی معطوف به ولتاژ است باید پدیده های موجود در جریان را هم در نظر گرفت تا مبانی بسیاری از مسائل کیفیت توان درک شود.

مقدمه

مباحثی که می توانند مطرح گردند:

- توصیف و مشخص کردن پدیده‌های کیفیت توان
- عوامل مهم مسایل کیفیت توان
- اثر پدیده‌های کیفیت توان روی سایر تجهیزات و روی سیستم قدرت
- توصیف ریاضی پدیده ها با استفاده از شاخص ها یا تحلیل آماری برای داشتن یک ارزیابی کمی از اهمیت آنها (کمی کردن پدیده‌ها)
- تکنیک‌های اندازه گیری پدیده‌های کیفیت توان
- سطح تحمل یا ایمنی تجهیزات مختلف
- روش‌های تست برای اندازه‌گیری تحمل آنها در مقابل پدیده‌های کیفیت توان
- روش‌های جبران

دسته بندی پدیده‌های کیفیت توان

اغتشاشات

اغتشاش به عنوان یک انحراف موقتی از شکل موج حالت دایمی معرفی شده است.

اغتشاش بعنوان یک تغییر غیرتکرار شونده (one-off) در دامنه‌ی ولتاژ سیستم در فرکانس اصلی برای پریود کوتاهی از زمان تعریف می‌شود. این انحراف می‌تواند یک پدیده فرکانس کم یا یک پدیده فرکانس بالا باشد.

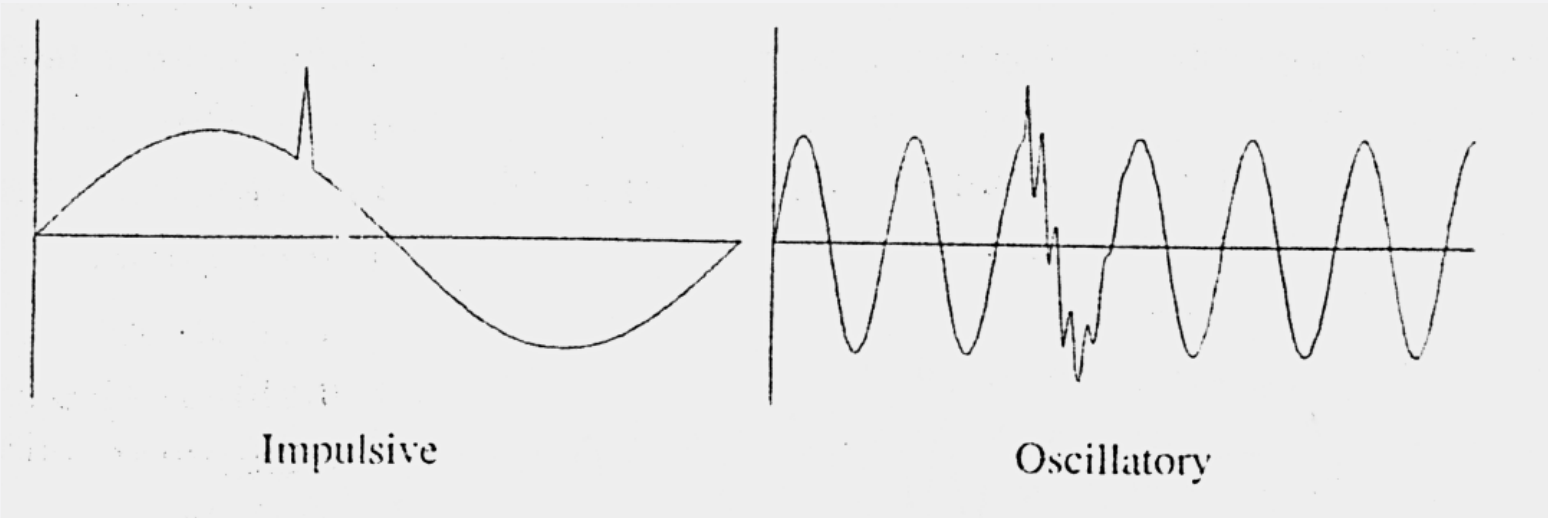
- فرکانس بالا: گذراها
- فرکانس پایین: کمبود ولتاژ، بیشبود ولتاژ، قطعی‌های موقت

اغتشاشات فرکانس بالا (گذراها):

گذراها به پدیده‌هایی گفته می‌شود که نامطلوبند ولی طبیعت لحظه‌ای دارند. گذرا عبارتست از تغییرات ناگهانی در شکل موج ولتاژ یا جریان. دو منبع اصلی گذراها در یک سیستم قدرت عبارتست از:

- گذراهای تولید شده که عامل خارجی دارند. (اثر مستقیم یا غیرمستقیم اصابت صاعقه)
- گذراهای تولیدشده که عامل داخلی دارند (ناشی از کار کلیدهای مکانیکی یا نیمه‌هادی‌ها، کلیدزنی خازن، جریان هجومی ترانسفورماتورها، وقوع خطا)

اغتشاشات فرکانس بالا (گذراها):



گذراها به دو دسته یک جهتی (یا ضربه‌ای یا ایمپالسی) و نوسانی تقسیم می شوند. گذراهای یک جهتی دارای یک پلاریته هستند در حالیکه در گذراهای نوسانی پلاریته به سرعت تغییر می کند.

اغتشاشات فرکانس بالا (گذراها):

گذارهای ضربه ای: یک گذرای ضربه‌ای تغییر ناگهانی با فرکانسی غیر از فرکانس قدرت در حالت مانای ولتاژ، جریان یا هر دوی آنهاست که پلاریته‌ی آن در یک جهت مثبت یا منفی می‌باشد. گذراهای ضربه‌ای معمولاً با زمان صعود که دلالت بر فرکانس‌های بالا و مقادیر پیک بالا دارند و زمان میرایی آنها مشخص می شوند.

- عامل اصلی ایجاد گذرای ضربه‌ای پدیده صاعقه است.
- دارای محتوای فرکانس بالاست.
- به سرعت توسط عناصر مقاومتی سیستم میرا می‌شوند.

اغتشاشات فرکانس بالا (گذراها):

مکانیزم‌های مختلف تولید ولتاژهای موج روی هادی‌های سیستم قدرت توسط اصابت صاعقه:

- اصابت مستقیم صاعقه روی سیستم ولتاژ کم تولید جریان‌های بسیار بزرگ و ولتاژهای گذرای بزرگی می‌کند.
- القای ولتاژ روی هادی‌های نزدیک بر اثر میدان الکترومغناطیسی تولید شده توسط اصابت صاعقه.
- جاری شدن جریان زمین در اثر اصابت صاعقه از طریق امپدانس‌های شبکه زمین کننده و ایجاد افت ولتاژ روی آنها.
- تولید موج در ثانویه ترانس به دلیل و به وسیله تزویج اولیه از طریق کاپاسیتانس ترانس.

اغتشاشات فرکانس بالا (گذراها)

گذرای نوسانی: یک گذرای نوسانی تغییر ناگهانی با فرکانسی غیر از فرکانس قدرت در حالت مانای ولتاژ، جریان و یا هر دوی آنهاست که هر دو پلاریته مثبت و منفی را داراست.

گذرای نوسانی شامل شکل موج‌های ولتاژ یا جریان است که مقدار لحظه‌ای آن سریعاً تغییر پلاریته می دهد.

مشخصه‌های این پدیده توسط محتوای طیفی (فرکانس غالب)، طول دوره زمانی و دامنه تعیین می‌شود.

انواع معمول پدیده‌های گذرای نوسانی به سه دسته‌ی گذراهای فرکانس بالا، فرکانس متوسط و فرکانس کم تقسیم می‌شوند که با انواع معمول کلیدزنی در سیستم‌های قدرت تطابق دارند.

اغتشاشات فرکانس بالا (گذراها):

گذراهای فرکانس بالا تقریباً همیشه ناشی از برخی انواع کلیدزنی‌های کوچک هستند و گاهی نتیجه پاسخ سیستم به یک گذرای ضربه‌ای می‌باشند. (مثل پاسخ نوسانی مدار اسنابر در مبدل‌های الکترونیک قدرت از این نوعند: ۵۰۰ kHz) طول دوره در حدود یک میکروثانیه – معمولاً دامنه‌ی کم

اغتشاشات فرکانس بالا (گذراها):

گذراهای فرکانس متوسط دارای فرکانس اصلی (غالب) در حدود ۵ تا ۵۰۰ کیلو هرتز با مدت زمان حدود ده‌ها میکروثانیه هستند. کلیدزنی خازن پشت به پشت باعث این نوع گذرا می شود.
خازنی در مدار است. در نزدیکی آن یک خازن قطع و وصل می شود. از دیدگاه خازن اول، خازن وصل شده به صورت یک امپدانس کوتاه و کم است و باعث ریزش جریان می شود تا میرا شود. اندازه خازن‌ها و میرایی مدار و ولتاژ اولیه و ... در فرکانس و مدت زمان مؤثرند.

اغتشاشات فرکانس بالا (گذراها):

گذراهای نوسانی فرکانس کم دارای فرکانس غالب کمتر از 5kHz است و مدت زمان ۰/۳ms تا ۵۰ms دارند.

عوامل: کلیدزنی بانک خازن، ۳۰۰ تا ۹۰۰ هرتز. پیک این نوع گذرا در حدود ۱/۳ تا ۱/۵ پریونیت است و حتی می‌تواند به ۲ پریونیت در ولتاژ برسد.

کلیدزنی ترانسفورماتور (فرکانس غالب ۳۰۰ هرتز)

خازن سری ممکن است باعث رزنانس‌هایی شود که مؤلفه‌های فرکانس کم در جریان هجومی را تقویت می‌کند. ضمناً خازن سری در اثر اختلال‌ها می‌تواند فرکانس کم تولید کند.

اغتشاشات فرکانس بالا (گذراها):

وجود اجزای مدار که به گذراها عکس العمل نشان می‌دهند می‌توانند روی نتایج اندازه گیری تأثیر بگذارد. شکل یک گذرا می‌تواند توسط عملکرد موج‌گیر حفاظتی به طور عمده تغییر کند. هنگامی که از بخش دیگر سیستم قدرت نگاه می‌شود ممکن است گذراها مشخصه‌های مختلفی داشته باشند.

مشخصه‌های گذراهای مشابه (آنهایی که از یک منبع موجود در یک نقطه سیستم قدرت ریشه می‌گیرند) ممکن است بر اثر تغییر آرایش بار یا سیستم تغییر کنند. (یک گذرا در نقاط مختلف اندازه‌گیری شود متفاوت می‌تواند باشند و هم یک گذرا در یک نقطه وابسته به آرایش سیستم در طول زمان تغییر می‌تواند کند.)

اغتشاشات فرکانس بالا (گذراها):

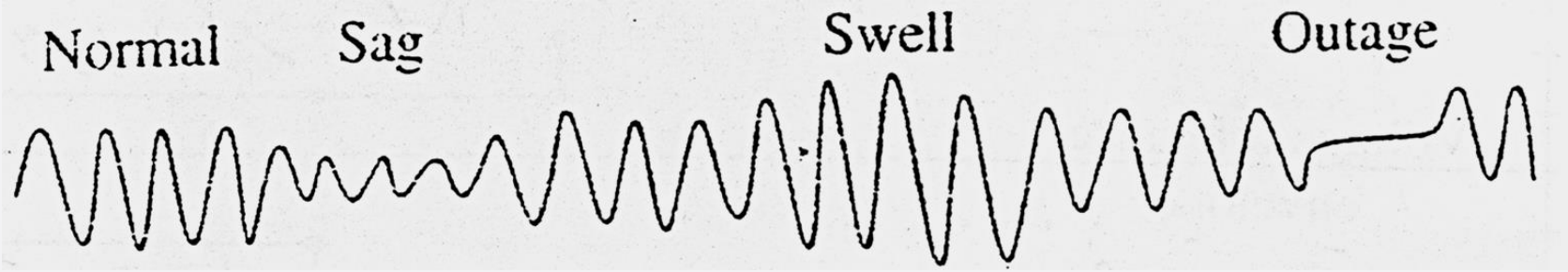
هرچه دوره گذرا طولانی‌تر باشد، دامنه‌ی پیک آن اهمیت بیشتری می‌یابد (در مورد تجهیزات احتمال خرابی بیشتر می‌شود).
طول مدت گذرا نیز مهم است اما به ثابت زمانی تجهیزات حساس مورد بررسی وابسته است.
فرکانس تکرار نیز اثر زیادی بر اثر گذرا روی تجهیزات دارد (دفعات تکرار این وقایع نیز مهم است.).

اختلالات فرکانس کم یا اغتشاشات فرکانس کم

اغتشاشات فرکانس کم به عنوان انحراف‌های موقتی از شکل موج تغذیه سینوسی که از نیم سیکل تا کمتر از یک دقیقه طول می کشد تعریف می‌شوند.

در فرکانس‌های بالا در مورد اغتشاشات بهتر است عملکرد قبل از نیم سیکل را معیار قرار دهیم و یا در گذرای فرکانس کم که تا چند سیکل است فرض کنیم اثر اصلی‌اش بر نیم سیکل است.

اختلالات فرکانس کم یا اغتشاشات فرکانس کم

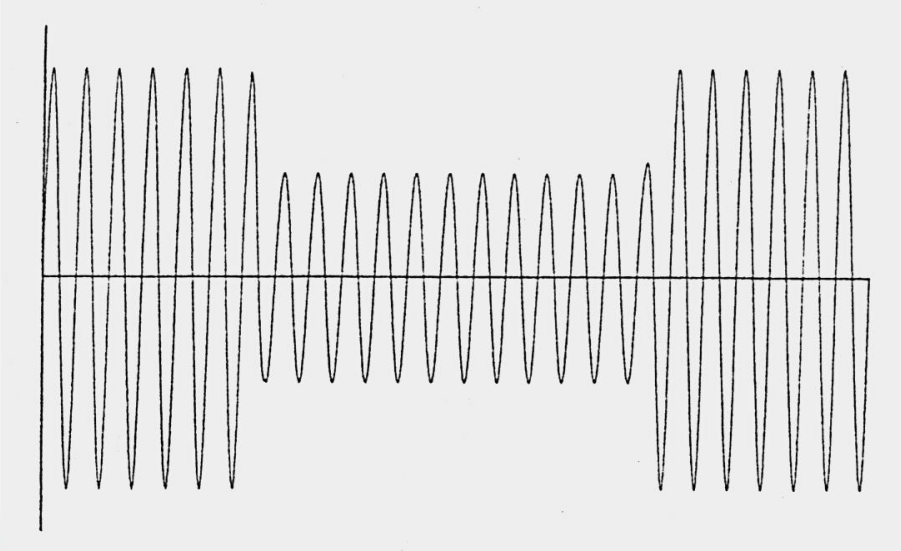


- کمبود ولتاژ voltage dip (sag)
- قطعی interruption (outage)
- افزایش ولتاژ- بیشبود ولتاژ swell

اختلالات فرکانس کم یا اغتشاشات فرکانس کم

کمبود ولتاژ، کاهش ناگهانی ولتاژ در یک نقطه از سیستم الکتریکی است که پس از یک پریود کوتاه (از نیم سیکل تا چند ثانیه) ولتاژ اعاده می‌شود.

کمبود ولتاژ ۹۰ درصد تا ۱۰ درصد داریم. بنابراین قطعی‌های زیر یک دقیقه در این دسته‌اند.



اختلالات فرکانس کم یا اغتشاشات فرکانس کم

عوامل بروز کمبود ولتاژ :

- اتصال کوتاه‌ها در شبکه LV که توسط کار فیوز پس از چند میلی ثانیه برطرف می‌شود.
- خطاها روی خطوط MV و HV یا سایر تجهیزات که احتمالاً بوسیله‌ی وصل مجدد اتوماتیک دنبال می‌شود. ۱۰۰ms تا ۶۰۰ms
- کلیدزنی یا راه‌اندازی بارهای بزرگ به ویژه موتورها

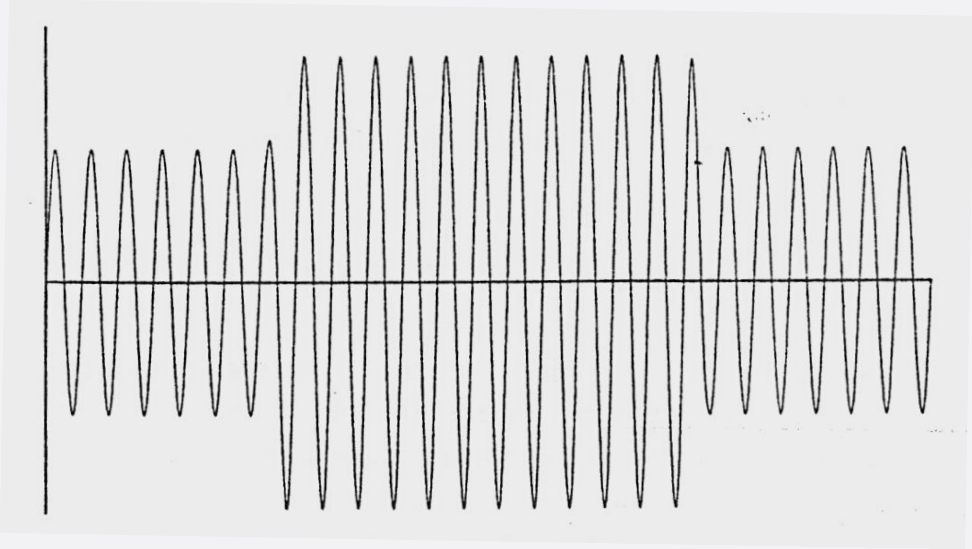
اختلالات فرکانس کم یا اغتشاشات فرکانس کم

تقسیم‌بندی بر اساس زمان کمبود ولتاژ:

- کمبود ولتاژ آنی (۴ سیکل): زمان برطرف شدن معمول خطاها مثل قطع شدن معمولی توسط فیوز
- کمبود ولتاژ لحظه ای (۳۰ سیکل): زمان وصل مجدد آنی
- کمبود ولتاژ موقتی (۱۲۰ سیکل) : زمان وصل مجدد تأخیری

اختلالات فرکانس کم یا اغتشاشات فرکانس کم

بیشبود ولتاژ به صورت افزایش در مقدار مؤثر ولتاژ یا جریان بین ۱/۱ الی ۱/۸ پریونیت در فرکانس نامی برای مدت زمان از ۰/۵ سیکل تا یک دقیقه تعریف می‌شود.



اختلالات فرکانس کم یا اغتشاشات فرکانس کم

اثرات کمبود ولتاژ: خاموش شدن لامپ‌های تخلیه، کار غیرصحیح وسایل کنترل درایوهای تغییر سرعت یا توقف موتورها، تریپ کنتاکتورها، خراب شدن کموتاسیون در اینورترهای کموتاسیون خط

اثرات بیشبود ولتاژ:

فشار روی عناصر و اجزای کامپیوترها و کم شدن عمر آنها، عدم کار صحیح کنترل‌های الکترونیکی و درایورهای موتورهای الکتریکی

اختلالات فرکانس کم یا اغتشاشات فرکانس کم

تغییرات ولتاژ که ولتاژ سیستم را به کمتر از ۹۰ درصد ولتاژ نامی کاهش نمی‌دهند، بعنوان کمبود ولتاژ لحاظ نمی‌شوند. زیرا این دامنه تغییرات ولتاژ یا ناشی از تغییرات تدریجی بار (تغییرات کند ولتاژ) و یا تغییرات سریع و تکراری بار (تغییرات سریع ولتاژ) است.

افت‌ها و افزایش‌های ولتاژ با مدت زمانی‌که بیش از یک دقیقه طول می‌کشد را ولتاژ کم یا ولتاژ زیاد می‌نامند. Under Voltage، Over Voltage (اینها یک دسته دیگری هستند که کمبود و بیشبود نیستند.)

اختلالات فرکانس کم یا اغتشاشات فرکانس کم

تجهیزات اندازه گیری کمبود ولتاژ باید داری برخی از مشخصات باشند:

- اندازه‌گیری همزمان باید روی همه فازها انجام شود.
- دستگاه‌های اندازه‌گیری باید دارای دقت یک درصد باشد بطوری‌که تشخیص کمبودها و قطعی‌های بین ۹۹ و ۱۰۰ درصد ولتاژ نامی امکان داشته باشد.
- تجهیزات باید توانایی تریگر شدن را داشته باشند به طوری که هنگامی که کمبود رخ می‌دهد، اطلاعات را ذخیره کند.
- باید توانایی تنظیم شدن در ۱۰ درصد زیر ولتاژ نامی برای آستانه اندازه‌گیری را داشته باشد.

اختلالات فرکانس کم یا اغتشاشات فرکانس کم

- حداقل ولتاژ در طی حداقل نیم سیکل باید ثبت شود.
- باید مدت زمان را علاوه بر عمق کمبود اندازه‌گیری کند.
- حداقل نرخ نمونه‌برداری هم باید ۱۲۰ هرتز باشد.
- حداکثر مدت زمان کمبود، ۶۰ ثانیه است.
- در صورت قطع منبع، داده‌های ذخیره شده باید حفظ شوند.
- برای کامل شدن تحلیل آماری باید مونیتورینگ در زمان طولانی انجام گردد.

منحنی‌های CBEMA ، ITIC

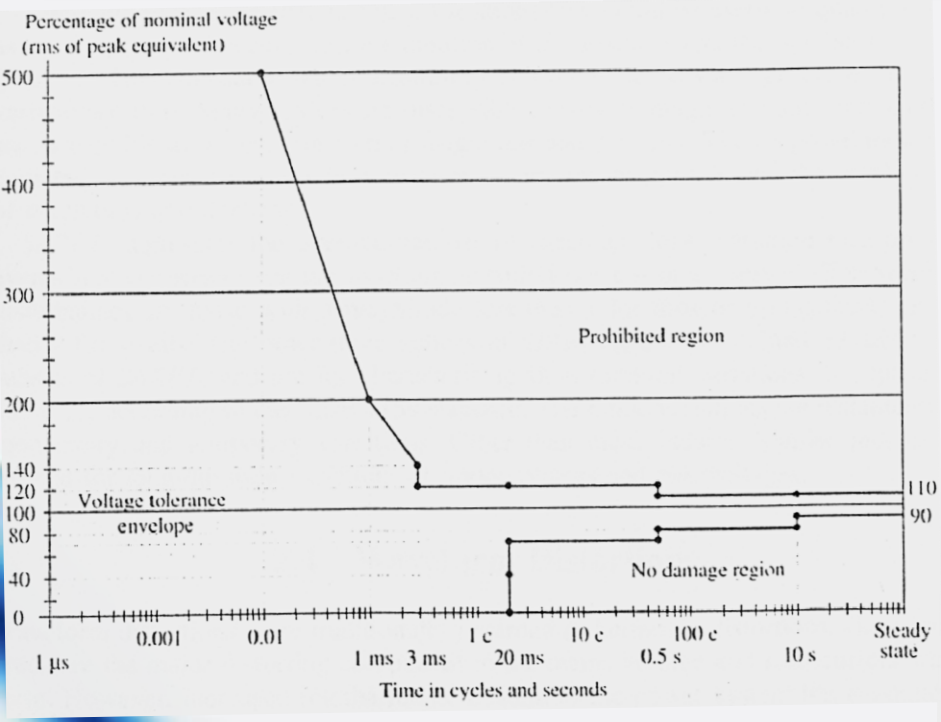
انجمن سازندگان تجهیزات کامپیوتری تجاری را می‌توان برای ارزیابی کیفیت ولتاژ یک سیستم قدرت نسبت به قطعی‌های ولتاژ یا کمبودهای ولتاژ یا ولتاژهای کم و بیشبود و اضافه ولتاژ استفاده نمود.

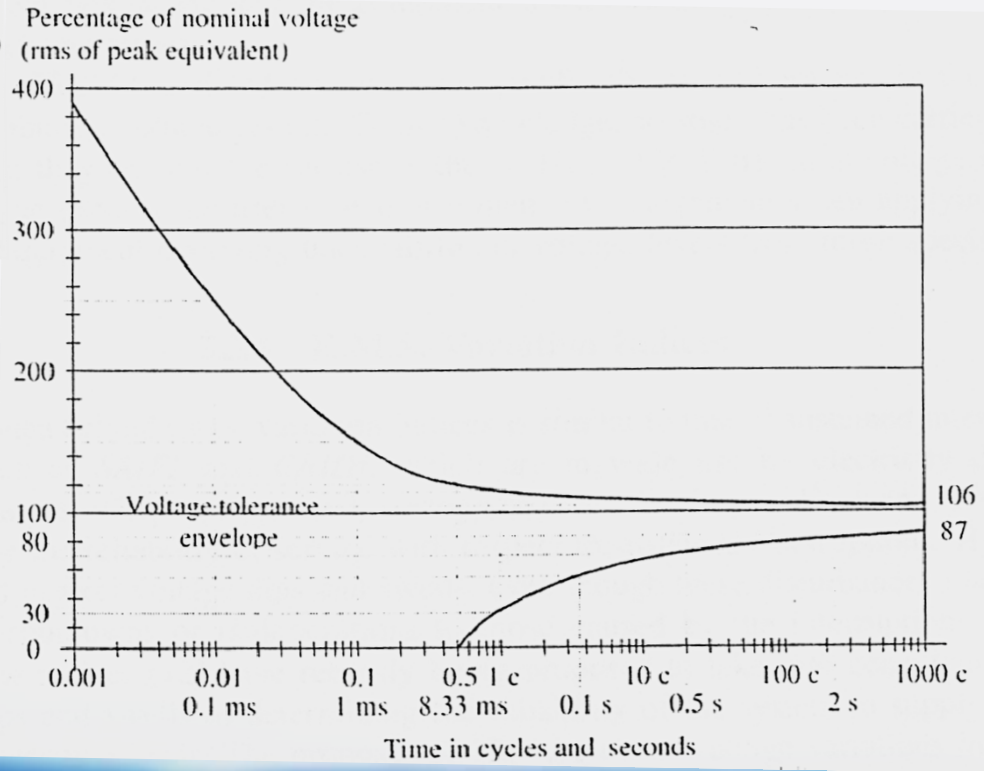
این منحنی در ابتدا به عنوان یک راهنما برای کمک به اعضا CBEMA برای طراحی منبع توان جهت کامپیوترها و تجهیزات الکترونیکی آنها تولید شد. با توجه به تغییرات ولتاژ منبع روی منحنی، امکان ارزیابی اینکه آیا منبع کافی برای کار تجهیزات الکترونیکی قابل اطمینان است، وجود دارد.
در کمبود ولتاژ، این منحنی زمان وجود قبل از ناکافی شدن انرژی لازم برای عملکرد را نشان می‌دهد.

منحنی‌های CBEMA ، ITIC

شورای صنعت تکنولوژی اطلاعات ITIC : اختلاف اصلی بین دو منحنی آن است که ITIC تکه‌ای است و بنابراین نسبت به منحنی CBEMA پیوسته، برای دیجیتال کردن آسان‌تر است. (معرفی به کامپیوتر)

منحنی‌های CBEMA ، ITIC





تغییرات بلند مدت

تغییرات بلند مدت هرگونه تغییر در مقدار مؤثر ولتاژ در فرکانس نامی برای زمان بیشتر از یک دقیقه را شامل می‌شود.
اضافه ولتاژ به افزایش در مقدار مؤثر ولتاژ به میزان بیش از ده درصد در فرکانس نامی و برای مدت بیش از یک دقیقه گفته می شود.
کاهش ولتاژ به کاهش در مقدار مؤثر ولتاژ به میزان بیش از ده درصد در فرکانس نامی و برای مدت بیش از یک دقیقه گفته می شود.

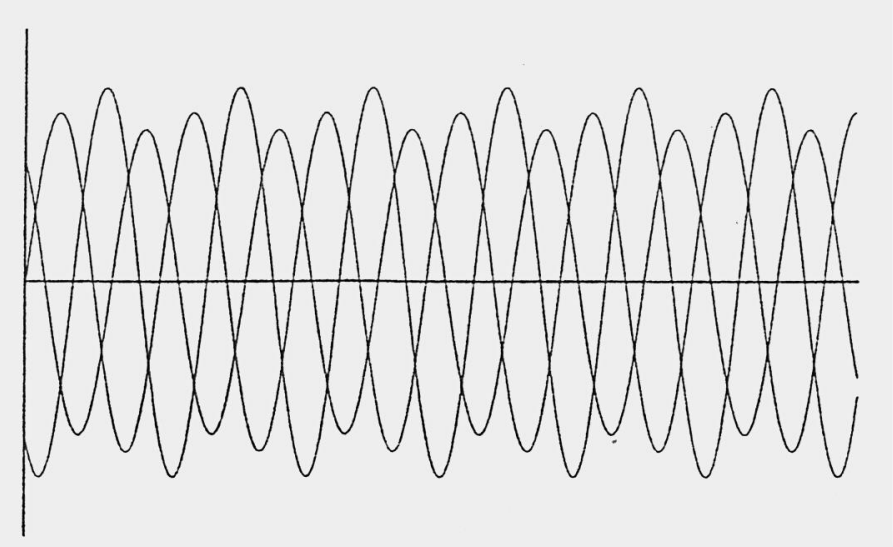
- کلیدزنی بار (از مدار خارج شدن بارهای بزرگ)
- تغییرات جبران‌کننده‌های راکتیو موجود در سیستم (وارد مدار شدن بانک خازنی)
- قابلیت ضعیف سیستم تنظیم ولتاژ یا کنترل‌کننده‌ها
- تنظیم نامناسب تپ ترانس‌ها

عدم تعادل ولتاژ

نامتعادلی ولتاژ بر اساس نسبت مؤلفه‌های منفی و یا صفر به مؤلفه مثبت تعریف می‌شود.

$$\text{فاکتور عدم تعادل ولتاژ} = \frac{\text{ولتاژ توالی صفر}}{\text{ولتاژ توالی مثبت}}$$

$$\text{فاکتور عدم تعادل ولتاژ} = \frac{\text{ولتاژ توالی منفی}}{\text{ولتاژ توالی مثبت}}$$



عدم تعادل ولتاژ

نامتعادلی می‌تواند بصورت حداکثر انحراف از مقدار متوسط ولتاژها یا جریان‌های سه فاز تقسیم بر متوسط مقدار ولتاژها یا جریان‌های سه فاز بصورت درصد بیان شود.

$$\text{نامتعادلی ولتاژ} = \frac{\text{حداکثر انحراف از مقدار متوسط ولتاژ}}{\text{مقدار متوسط ولتاژ}} \times 100$$

مثال: ۲۳۰،۲۳۲،۲۲۵

$$V_{ave} = \frac{230 + 232 + 225}{3} = 229$$

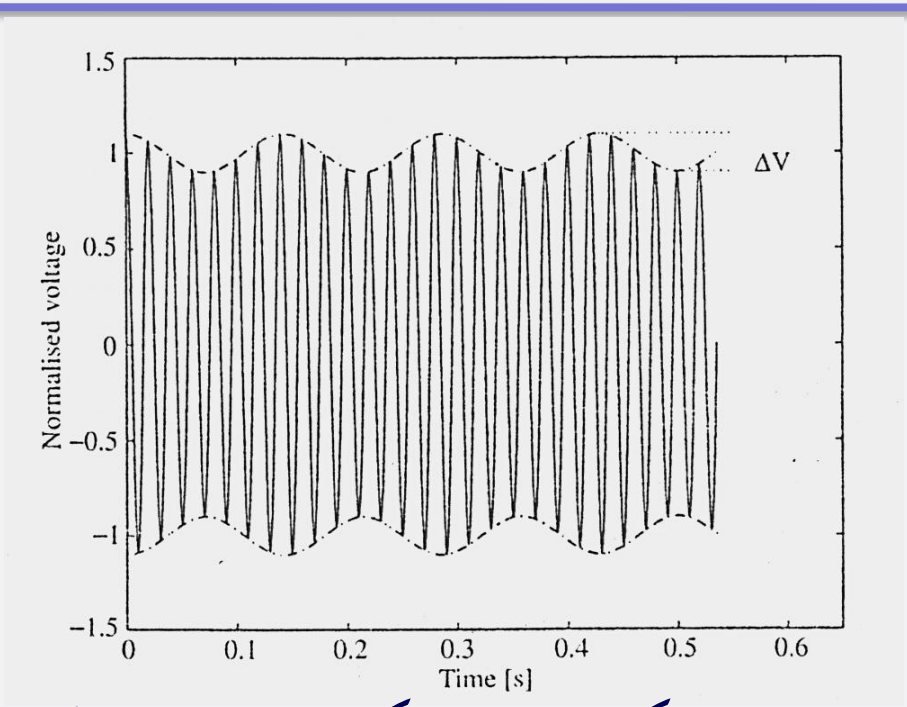
$$\frac{4}{229} \times 100 = \%1.7$$

عدم تعادل ولتاژ

عوامل عدم تعادل ولتاژ:

- بارهای تک فاز نامتعادل
- عدم تعادل ولتاژ (خودش)
- بد کار کردن بانک خازنی مثلاً سوختن فیوز یک بانک خازنی سه فاز

تغییرات ولتاژ و فلیکر: Voltage Fluctuation



تغییرات ولتاژ بصورت یک تغییر سیکلی از پوش ولتاژ یا یک سری از تغییرات ولتاژ تصادفی با اندازه‌ای که از دامنه تغییرات ولتاژ کار مجاز تجاوز نمی‌کند، توصیف می‌شود. (تغییرات ولتاژ ناشی از تغییرات تدریجی بار شامل این نیست چرا که این تغییرات از یک تا ۲۵-۳۰ هرتز است اما تغییرات تدریجی بار فرکانسش بیشتر است)

تغییرات ولتاژ و فلیکر: Voltage Fluctuation

اثرات:

- تنزل عملکرد تجهیزاتی که از خازن استفاده می کند.
- اختلال در سیستم کنترل
- مسأله اصلی، تأثیر روی فلیکر (نور) است

تغییرات ولتاژ و فلیکر: Voltage Fluctuation

تغییرات در rms ولتاژ می‌تواند باعث فلیکر نور قابل درک (فرکانس کم) شود که به اندازه و فرکانس تغییر بستگی دارد. این نوع اختلال فلیکر ولتاژ یا بطور مخفف فلیکر نامیده می‌شود.

$$V(t) = V(1 + m\cos\omega_m t)\cos\omega_0 t$$

فرکانس نامی: ω_0

فرکانس تغییرات: ω_m

فاکتور مدولاسیون: $m = \frac{\Delta V}{2V}$

تغییرات ولتاژ و فلیکر: Voltage Fluctuation

$$V(t) = V\left[\cos\omega_0 t + \frac{m}{2}\cos(\omega_0+\omega_m)t + \frac{m}{2}\cos(\omega_0-\omega_m)t\right]$$

سیگنال AM شامل سه مؤلفه طیف است. مؤلفه کاریر (ω_0) و دو مؤلفه باند کناری (Side Band):

دامنه‌ی فرکانس مدولاسیون که باعث فلیکر قابل توجه می‌شود بین ۰ تا ۳۰ هرتز است.
وقایع غیرپریودیک هم می‌توانند باعث فلیکر نور قابل درک شوند.

تغییرات ولتاژ و فلیکر: Voltage Fluctuation

عوامل فلیکر:

- عوامل اصلی فلیکر بارهایی هستند که جریان‌های بزرگ و بشدت متغیر را می‌کشند. به خاطر امپدانس سیستم قدرت (ژنراتورها، ترانس‌ها و خطوط انتقال)، این تغییرات تولید مدولاسیون دامنه‌ی ولتاژ در باس بار و حتی در باس‌های دور می‌کند.
- منبع مشترک دیگر فلیکر راه‌اندازی موتورهای الکتریکی است. این منابع فلیکر، تغییرات روشنایی لامپ بوسیله مدولاسیون دامنه ولتاژ منبع منجر می‌شود.
- میان هارمونیک‌های موجود در طیف ولتاژ نیز می‌توانند فلیکر روشنایی فرکانس کم را تولید کنند. (مثال: هارمونیک ۱۰۰ هرتز به همراه ۹۰ هرتز میان هارمونیکی می‌تواند ۹۰-۱۰۰ یعنی ۱۰ هرتز را به عنوان فلیکر تولید کند.)

تغییرات ولتاژ و فلیکر: Voltage Fluctuation

اثرات فلیکر:

- فلیکر نور التهابی با فاکتور مدولاسیون حدود ۱۵ درصد باعث اعتراض می‌شود. (حساسیت چشم تا این حد است)
- طول عمر کاهش یافته لامپ‌های التهابی، وسایل الکترونیکی، لامپ‌های فلورسنت
- اشتباه عملکردن PLLها
- از دست رفتن سنکرونیم در upsها
- عملکرد اشتباه کنترل کننده‌های الکتریکی
- عملکرد اشتباه وسایل حفاظتی

اعوجاج شکل موج

اعوجاج شکل موج در حالت مانا عبارتست از انحراف از یک شکل موج سینوسی در فرکانس نامی که توسط محتوای طیفی آن موج مشخص می‌گردد.

افست dc: حضور یک ولتاژ یا جریان مستقیم در سیستم قدرت افست dc نامیده می‌شود. (اثر اشباع یک طرفه در ترانس)

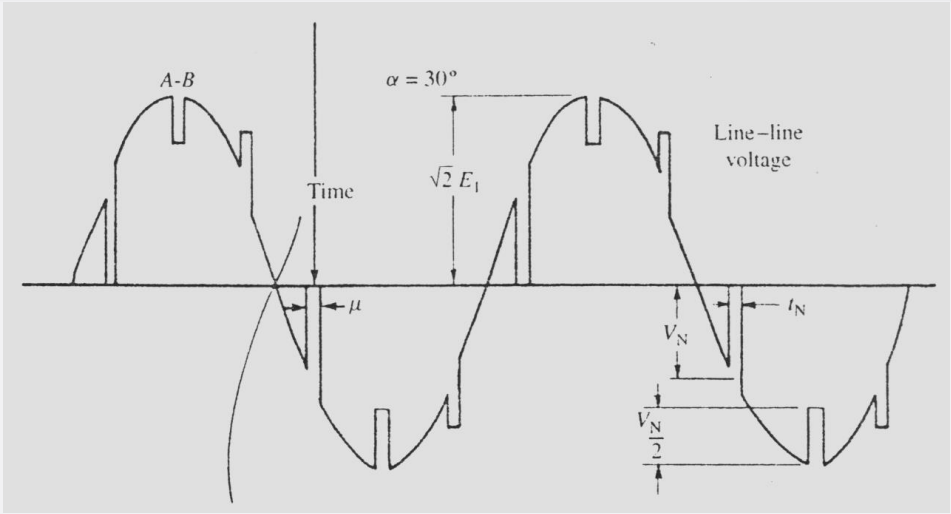
هارمونیک: هارمونیک‌ها، ولتاژ یا جریان‌های سینوسی هستند که دارای فرکانس‌هایی با مضرب عددی صحیح از فرکانس اصلی شبکه می‌باشند.

اعوجاج شکل موج

میان هارمونیک : ولتاژها یا جریان‌هایی که فرکانس آنها مضرب صحیحی از فرکانس مؤلفه اصلی نباشد.

نویز: مؤلفه‌هایی که نه هارمونیک اصلی‌اند یا فرعی یا میانی که معمولاً اثرات نامطلوب دارند و معمولاً عملکرد تجهیزات این نویزها را بهمراه دارند. مقادیر کوچک با فرکانس بالا

اعوجاج شکل موج



شکاف (ناچ): یک پدیده پریودیک است که در طی هر سیکل در اثر اتصال کوتاه‌های فاز – فاز ناشی از فرایند کموتاسیون در مبدل‌های ac-dc رخ می‌دهد. به دلیل تناوبی بودن این اغتشاش، بوسیله طیف هارمونیکی شکل موج ولتاژ مشخص می‌شود. با این وجود بواسطه لبه‌های تیز تولید شده در لحاظ کلیدزنی، نوسانات فرکانس بالا نیز وجود دارد.

هارمونیک‌ها در سیستم‌های قدرت

سرفصل‌ها:

- مقدمه
- اصول و تئوری اولیه
- علل پیدایش هارمونیک‌ها در سیستم‌های قدرت
- اثرات هارمونیک‌ها در سیستم‌های قدرت
- طراحی فیلتر و جمع آوری (روش‌های حذف هارمونیک‌ها)
- مدل کردن المان‌های سیستم قدرت در بررسی‌های هارمونیکی
- بررسی هارمونیکی در حوزه‌ی زمان و فرکانس
- بررسی استانداردهای مختلف

مقدمه:

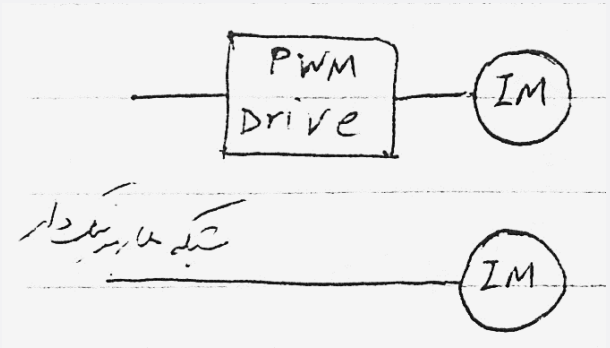
با زیاد شدن خازن‌های تصحیح $\cos\varphi$ (به عنوان عامل رزونانس) و همچنین افزایش کاربرد المان‌های الکترونیک قدرت، مسأله‌ی هارمونیک‌ها اهمیت بیشتری یافته است.

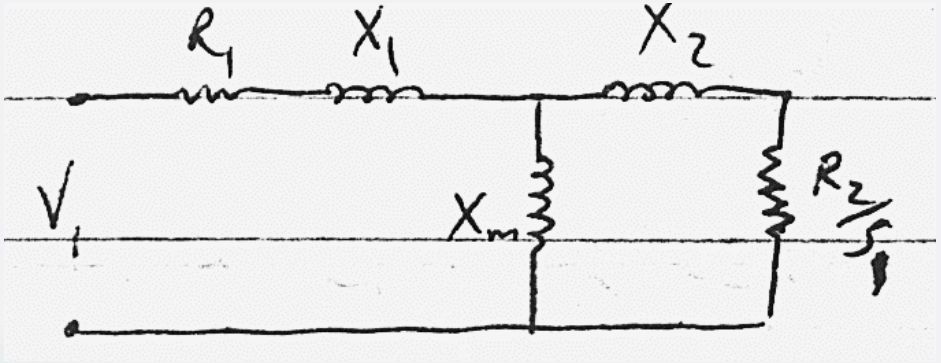
به دلیل برخی اشکالات بوجود آمده مانند اختلال در کارکرد یخچال‌ها، آسانسورها، تجهیزات بیمارستان‌ها و ... بحث هارمونیک بطور جدی مطرح شده است.

برخی مشکلات سیستم در اثر هارمونیک‌ها: ترکیدن بی‌دلیل بانک‌های خازنی، ترانسفورمارتورها، over heat شدن برخی خطوط

اثر هارمونیک بر موتورهای الکتریکی

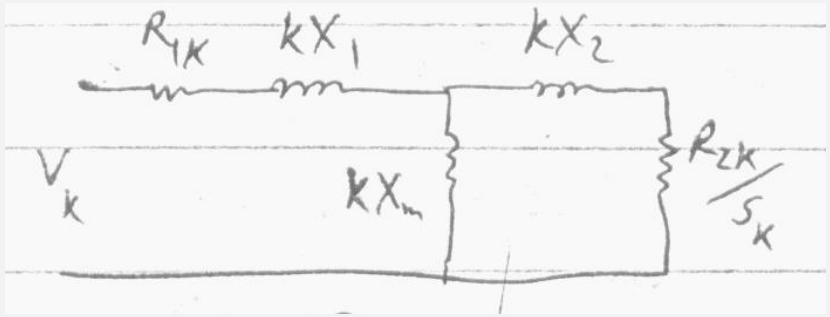
در PWM Drive هارمونیک‌ها معمولاً فرکانس بالا (مضرب فرکانس سوئیچینگ) هستند ولی شبکه معمولاً هارمونیک‌های فرکانس پایین دارد.





$$S_1 = \frac{n_1 - n}{n_1}$$

اثر هارمونیک بر موتورهای الکتریکی



مدار معادل هارمونیکی

میدان راست گرد:

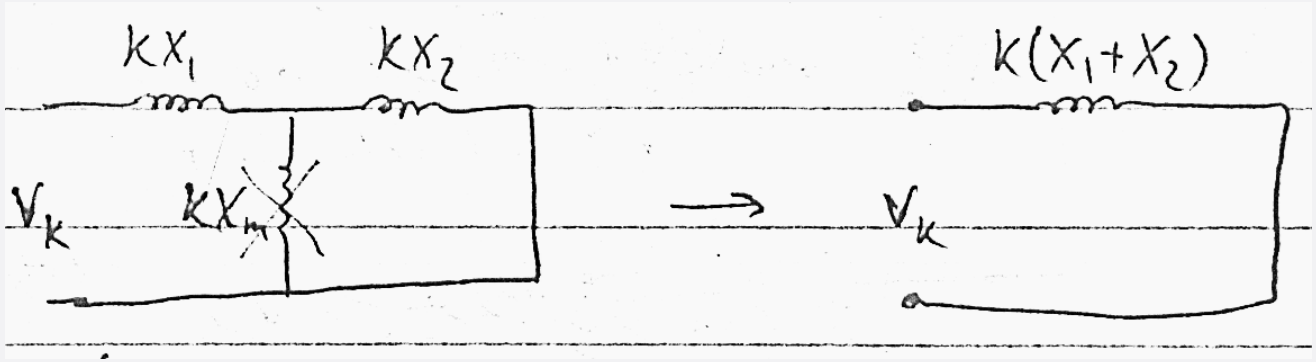
$$S_k = \frac{kn_1 - n}{kn_1}$$

میدان چپ گرد:

$$S_k = \frac{kn_1 + n}{kn_1}$$

$$S_k = \frac{kn_1 \mp n}{kn_1} = \frac{(k \mp 1) \pm s_1}{k} \approx \frac{k \mp 1}{k} \approx 1$$

اثر هارمونیک بر موتورهای الکتریکی



رفتار موتورهای القایی در مقابل هارمونیک‌ها شبیه رفتار این موتورها در حالت روتور قفل شده است. موتوری که دارای جریان راه‌اندازی بالاست جریان هارمونیکی بالایی هم دارد (جریان در مقابل ولتاژ هارمونیکی) و بالعکس

اثر هارمونیک بر موتورهای الکتریکی

عوامل تأثیرگذار هارمونیک‌ها روی موتور:

-افزایش تلفات

- اهمی استاتور
- اهمی روتور
- هسته

-گشتاورهای ضربانی

-تلفات گردابی در سیم پیچ‌های موتور

-اشباع در لبه‌های روتور و استاتور

اثر هارمونیک بر موتورهای الکتریکی

$$P_1 = 3I_1^2 R_1$$

۱ :معرف استاتور است نه هارمونیک اول

در حضور هارمونیک:

$$P_1 = 3(I_{1,rms})^2 R_1 = 3(I_1^2 + I_{harm}^2) R_1$$

چون ولتاژهای هارمونیکی دامنه بسیار کوچکتری نسبت به مؤلفه‌ی اصلی دارند و در عین حال امپدانس مقابل آنها هم k برابر می‌شود جریان هارمونیکی بسیار کوچک می‌شود که وقتی به توان ۲ برابر برسد بسیار کوچکتر می‌شود و بنابراین افزایش تلفات اهمی استاتور ناشی از هارمونیک‌ها ناچیز است ($I_{1,rms}^2 \approx I_1^2$) ولی در توان‌های بالا چون سیم‌ها ضخیم‌تر می‌شوند، اثر پوستی بیشتر می‌شود و R_1 را برای همه‌ی فرکانس‌ها نمی‌توان ثابت گرفت.

اثر هارمونیک بر موتورهای الکتریکی

تلفات روتور

$$P_{2k} = 3I_{2k}^2 R_{2k}$$

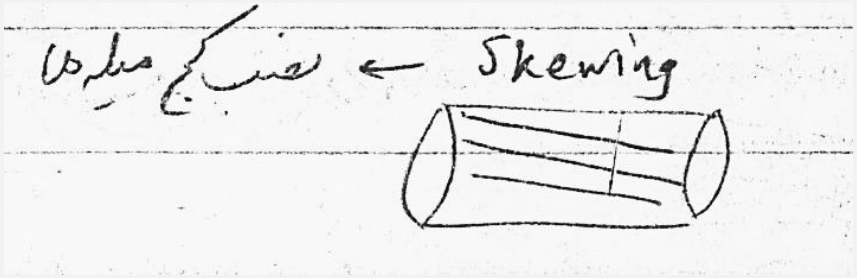
R_{2k} یک deep bar است بنابراین تغییر مقاومت بسیار زیاد است
تلفات روتور حدوداً بین ۳ تا ۵ برابر تلفات استاتور

اثر هارمونیک بر موتورهای الکتریکی

تلفات هسته

$$\varphi \propto \frac{E}{f} \qquad \frac{0.1\ pu}{5\ pu} \qquad \varphi_5 = 0.02\ pu$$

تلفات هسته باید ناچیز باشد اما به دلیل پیچیده بودن ساختار موتور در اثر skewing و اثرات انتهای شیارها (End-Slot Effect) می‌تواند باعث ایجاد تلفات هسته قابل توجه شود.



مقابله با هارمونیک‌ها Harmonic Mitigation

موارد مشکل‌زا شدن هارمونیک‌ها:

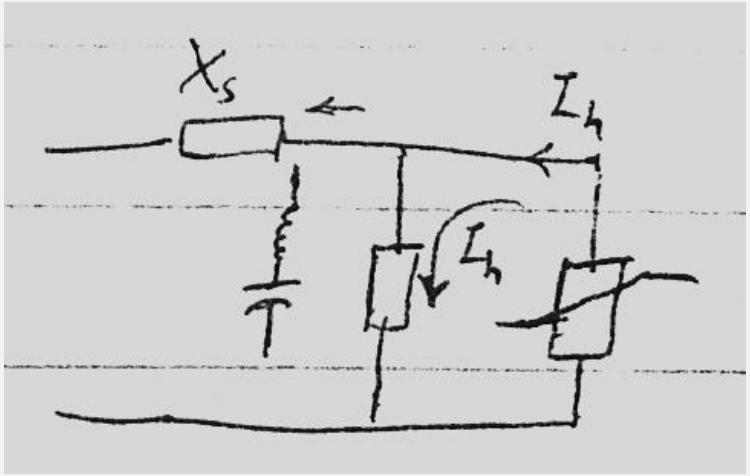
- منابع تولید هارمونیک با دامنه بالا
- مسیرهای طولانی (امپدانس بالا) که سبب افت ولتاژ هارمونیکی یا اختلالات تلفنی می‌شود.
- تقویت هارمونیک‌ها در اثر رزونانس

مقابله با هارمونیک‌ها Harmonic Mitigation

روش‌های کنترل (مقابله)

- کاهش هارمونیک‌زایی بارها (ماهیت بار معمولاً قابل تغییر نیست ولی برای مثال یک مورد استفاده از سلف‌های DC و AC در درایوها یا بکارگیری ترانس $\Delta - Y$ و $\Delta - \Delta$ برای دو یکسو کننده مختلف) و یا استفاده از ترانس(مدار باز در مقابل هارمونیک ۳) $\Delta - Y$ و یا اتصال زیگزاگ برای بلوکه کردن هارمونیک سوم (ایجاد یک مسیر با امپدانس کم برای گردش هارمونیک ۳)

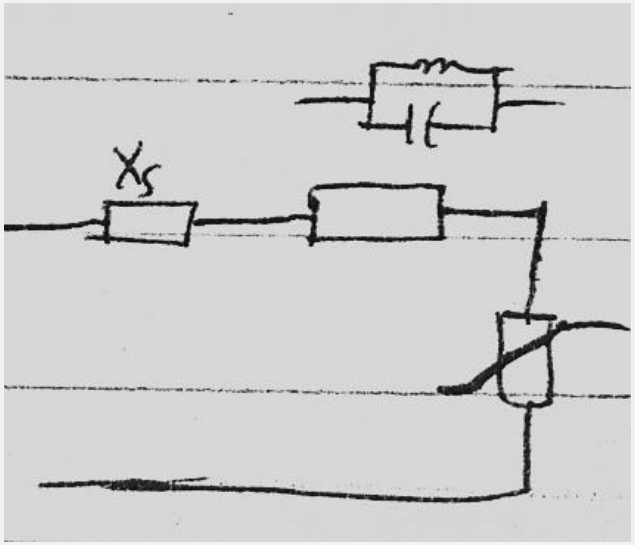
مقابله با هارمونیک‌ها Harmonic Mitigation



اضافه کردن فیلتر (پسیو یا اکتیو)

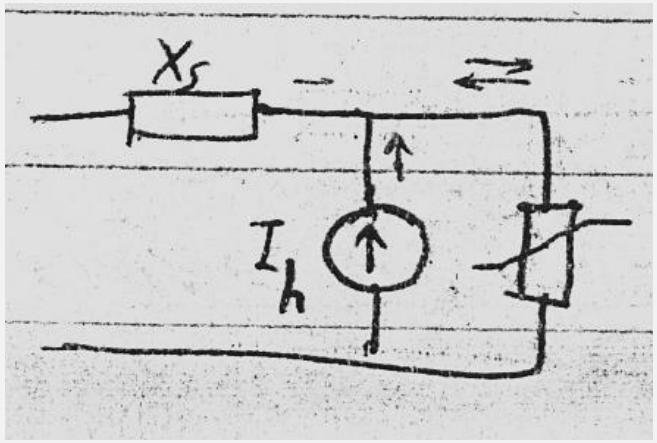
- بلعیدن هارمونیک‌ها بصورت محلی و جلوگیری از انتشار در سیستم

مقابله با هارمونیک‌ها Harmonic Mitigation



بلوک کردن هارمونیک‌ها (کمتر استفاده می‌شود چون اغتشاش زیادی را در ولتاژ ایجاد می کند)

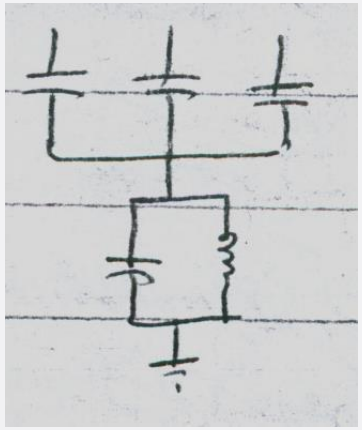
مقابله با هارمونیک‌ها Harmonic Mitigation



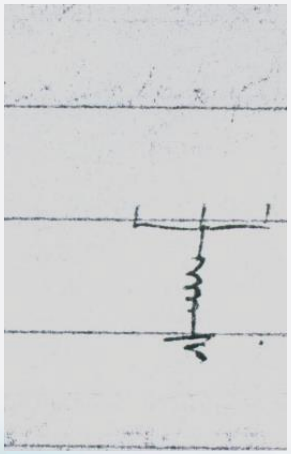
فیلتر اکتیو: قسمت‌های گمشده (Missing Part) شکل موج بار نسبت به سینوسی بصورت محلی تأمین می‌شود

مقابله با هارمونیک‌ها Harmonic Mitigation

در مورد بانک‌های خازنی با آرایش ستاره هارمونیک سوم می‌تواند باعث اضافه بار خازن‌ها شود یک راه حذف مرکز ستاره است که عدم تعادل را موجب می‌شود. راه دیگر:



یا حتی یک سلف ساده

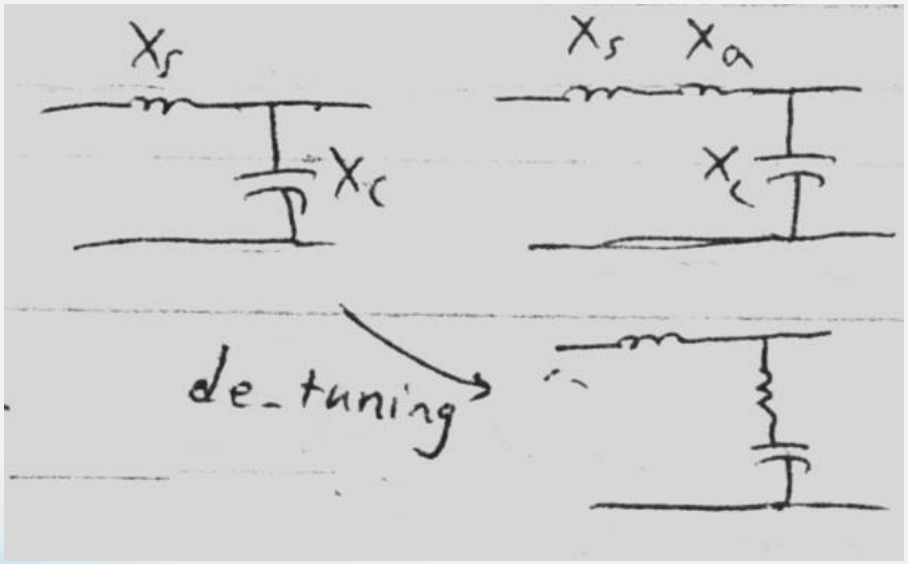


مقابله با هارمونیک‌ها Harmonic Mitigation

- تغییر پاسخ فرکانسی سیستم (تغییر فرکانس رزونانس)

✓ تغییر مقدار خازن: ساده‌ترین و غالباً ارزان‌ترین روش- خازن‌های تصحیح ضریب توان که خود موجب رزونانس می‌شوند

✓ اضافه کردن سلف: de-tuning سه خاصیت دارد: ۱- فیلتر شنت ۲- اصلاح پاسخ فرکانسی ۳- تولید توان راکتیو، تقریباً به همان مقدار قبلی(عیب این کار: ممکن است جریان ولتاژ خازن در این مدار نسبت به قبل بیشتر شود)



مقابله با هارمونیک‌ها Harmonic Mitigation

- اضافه کردن فیلتر شنت: همان خواص قبلی را دارد و از نظر تحلیل فرقی با مورد قبل ندارد با این تفاوت که در اینجا سلف و خازن اضافه می‌شود و در مورد قبل فقط سلف
- تغییر محل خازن
- حذف خازن: در مواردی که هارمونیک ضرر بیشتری نسبت به توان راکتیو و ... داشته باشد.

محل کنترل هارمونیک‌ها

- در روی فیدر توزیع
- نزدیک بار

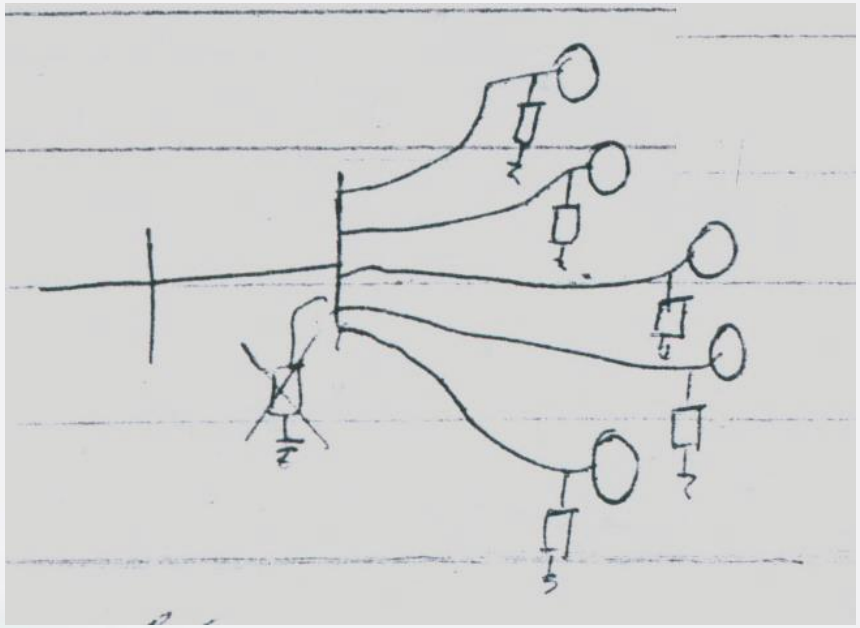
مهم‌ترین تفاوت: نزدیک بار فیلتر low voltage(دسترسی راحت‌تر و ارزان‌تر) است ولی در فیدر توزیع medium voltage

محل کنترل هارمونیک‌ها

در روی فیدر توزیع

X/R کم است ← امکان رزونانس کمتر است ← بطور عام خازن‌ها بدون نگرانی استفاده می‌شوند ↓

بهتر است فیلتر در انتهای فیدر نصب شود تا از پخش شدن هارمونیک‌ها جلوگیری شود.



محل کنترل هارمونیک‌ها

نزدیک بار:

- عملی‌تر
- طراحی ساده‌تر
- المان‌های فیلتر در دسترس‌تر

نصب فیلتر یا خازن در سربارها ← هارمونیک‌ها در محل از بین می‌روند

نصب فیلتر یا خازن در باس ورودی ← ارزان‌تر

فیلترهای پسیو

- نسبتاً ارزان
- تغییر پاسخ فرکانس سیستم: پدید آوردن تشدیدهای موازی
- طراحی این فیلترها نیاز به دقت و جامع‌نگری دارد

✓ اضافه بار ناشی از منابع هارمونیکی دیگر

✓ شرایط غیرعادی سیستم ← توسعه آتی سیستم

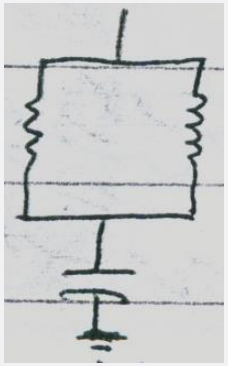
✓ در نظر گرفتن پاسخ فرکانس مجموعه چند فیلتر

فیلترهای پسیو

بطور معمول از سه نوع فیلتر استفاده می‌شود:

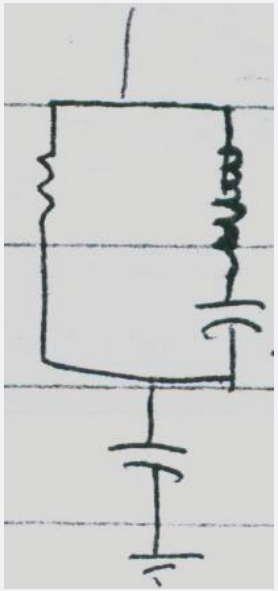
میانگذر (Trap) (Single Tuned) (Notch) (Bandpass)
(مقاومت معمولاً در سلف ملحوظ می‌شود و بطور جداگانه قرار نمی‌گیرد)

فیلتر بالاگذر مرتبه ۲



فیلترهای پسیو

C-type: یک tune داخلی دارد که در فرکانس اصلی مقاومت را بای پس نموده و تلفات نداشته باشد وگرنه از بقیه جهات شبیه بالاگذر مرتبه ۲ است.



فیلترهای پسیو

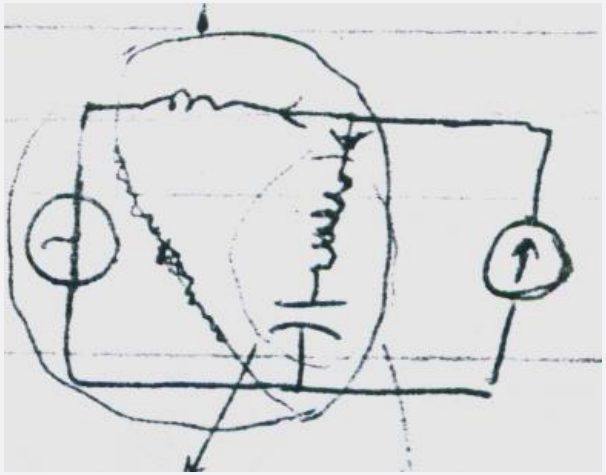
فیلتر Notch

تشدید موازی ← بد است چون باعث اعوجاج ولتاژ می‌شود

تشدید سری ← خوب است

عملکردهای دیگر: تصحیح ضریب توان ← حتی گاهی خازن تصحیح توان موجود در شبکه را به فیلتر تبدیل می کنند (detuning) که در قبل اشاره شد.

در فشار ضعیف و فشار متوسط مقرون به صرفه‌تر است که سلف از نوع هسته هوایی باشد

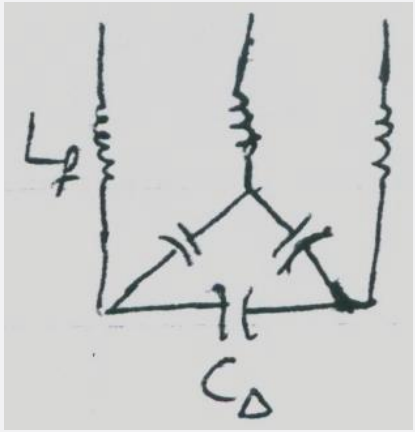


فیلترهای پسیو

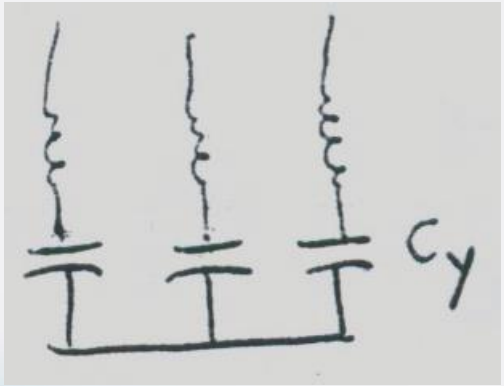
انواع آرایش‌های موجود

هارمونیک‌های توالی صفر را نمی‌تواند فیلتر کند

برای فشار ضعیف ← فیدر دو سربار



فیدرهای توزیع (و فوق توزیع) ← چون ولتاژ فاز دو سر خازن قرار می‌گیرد (خازن ارزان‌تر) هرچند که در این آرایش ظرفیت خازن ۳ برابر است.



فیلترهای پسیو

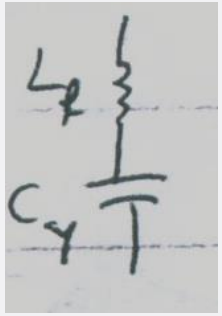
هارمونیک تنظیم شده

$$h_r = \sqrt{\frac{X_{c\Delta}}{3X_f}} = \frac{f_r}{f_0}$$

f_r فرکانس رزونانس، f_0 فرکانس اصلی:

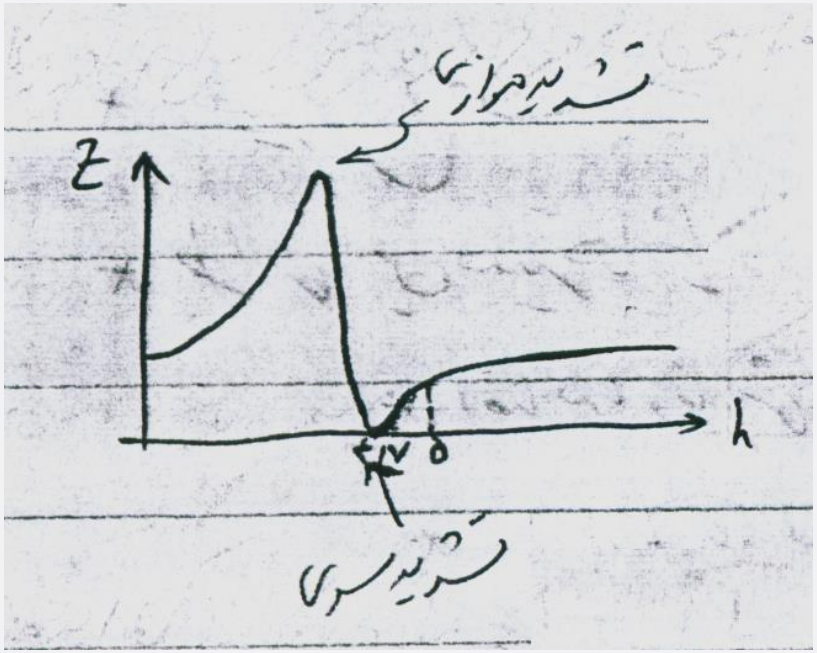
$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_f c_y}} \qquad \frac{\omega_r}{\omega_0} = h_r = \frac{1}{\omega_0\sqrt{L_f c_y}} = \frac{1}{\sqrt{\omega_0 L_f \omega_0 c_y}} = \sqrt{\frac{X_{cy}}{X_f}}$$

$$X_{cy} = \frac{X_{c\Delta}}{3} \qquad c_y = 3c_\Delta$$



فیلترهای پسیو

عیب اساسی: وقوع رزونانس موازی در فرکانسی کمتر از فرکانس تنظیم شده



فیلترهای Notch عموماً در فرکانسی کمتر از هارمونیک مورد نظر (فرکانس تشدید) تنظیم می‌گردند. (برای اینکه h مورد نظر از فرکانس تشدید موازی دورتر می‌شود)

فیلترهای پسیو

دلایل:

- نیاز نیست که هارمونیک کاملاً از فیلتر عبور کند. در حد استاندارد باید باشد وگرنه به علت عبور جریان بالا باید فیلتر over size شود.
- تغییر پارامترها می‌تواند باعث تغییر فرکانس تشدید شود.

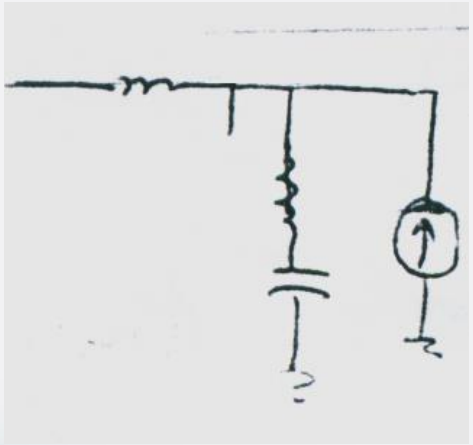
✓ تولرانس وابستگی به دما، aging drift

✓ تغییر آرایش سیستم و در نتیجه تغییر X_s. خارج شدن یکی از خطوط خط دو مداره، خارج شدن یکی از دو ترانس service کارخانه برای مواقعی که فیلتر در باس کارخانه نصب شود.

✓ سوختن فیوز یکی از خازن‌های فیلتر باعث شیفت فرکانس تشدید به جلو می‌شود.

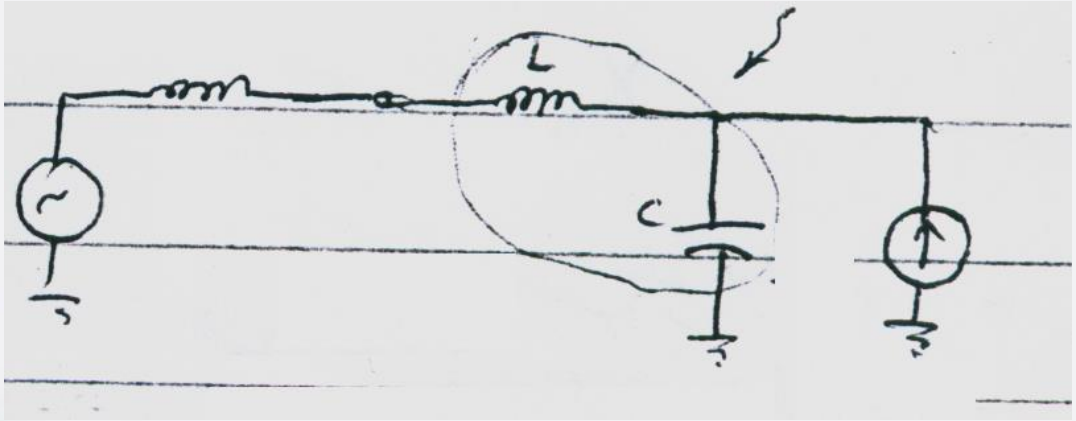
فیلترهای پسیو

اگر چند فیلتر Notch نیاز باشد طراحی از مهم‌ترین هارمونیک شروع می‌شود.
بهترین محل نصب فیلتر جایی است که امپدانس سیستم را خیلی تغییر ندهد.
اگر قدرت اتصال کوتاه زیاد باشد (امپدانس کم)، فیلتر هارمونیک‌های بقیه سیستم را هم جذب می‌کند و بر اثر ایجاد موقت هارمونیک‌ها، فیلتر می‌تواند over load شود.



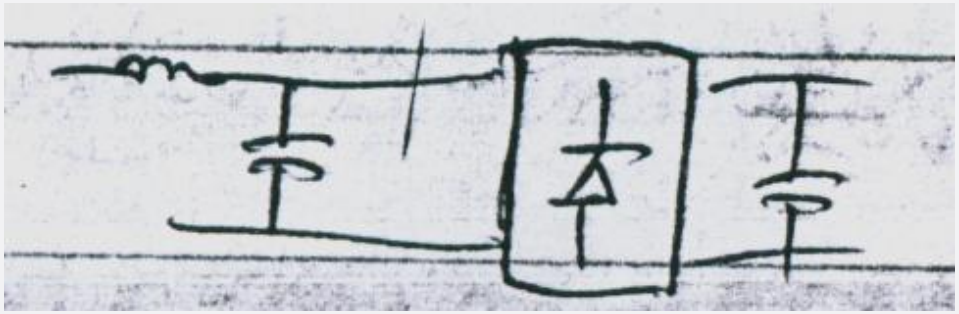
فیلترهای پسیو

فیلتر پایین گذر با پهنای باند زیاد (کم کاربرد) low pass broad-band:
فرکانس قطع فیلتر حدود ۱۰۰ تا ۲۰۰ هرتز است (پایین). خازن خیلی بزرگ می‌شود ($\omega = {}^{1}/_{\sqrt{LC}}$) امکان اضافه ولتاژ در سر خازن وجود دارد (به علت تزریق var زیاد)
سلف می‌تواند ترانسفورماتور تغذیه بار باشد.



فیلترهای پسیو

به طور خاص برای طبقه ورودی ASD ها کاربرد دارد. در صورت استفاده از این فیلتر نباید از سلف‌های DC و AC استفاده شود. این نوع فیلتر برای مجتمع و کارخانه مناسب نیست و برای بارهای خاص استفاده می‌شود. چون فرکانس قطع پایین است فرکانس تشدید موازی خیلی پایین و حتی کمتر از هارمونیک دوم است (Non-invasive). ← هیچ هارمونیکی را تحریک نمی‌کند و مضر نیست.

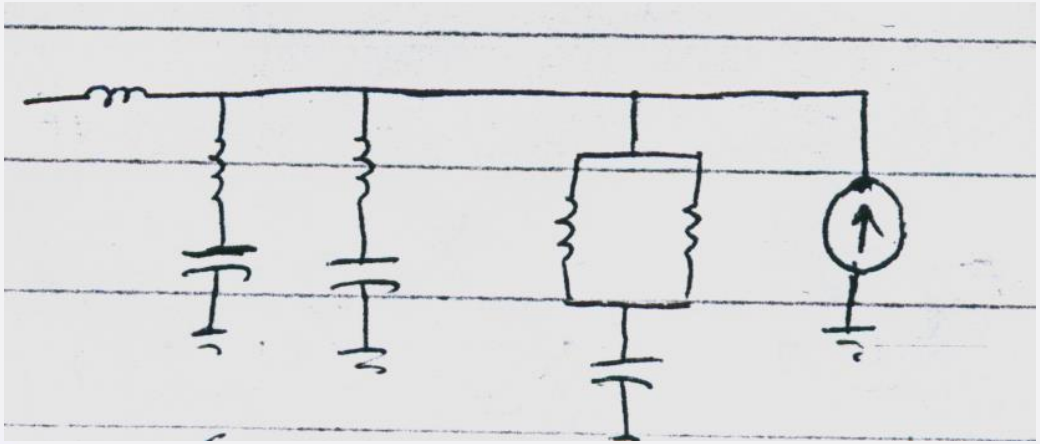


فیلترهای پسیو

قبلاً دیدیم سلف تنها اعوجاج ۷۰-۸۰ درصد را به ۳۰-۴۰ درصد کاهش می‌دهد. ولی با این فیلتر این مقدار به ۸-۱۲ درصد کاهش می‌دهد. این فیلتر دو کار می‌کند هم مانع نفوذ هارمونیک‌های بار به شبکه می‌شود و هم از ورود هارمونیک‌های شبکه به خازن جلوگیری کند.

فیلترهای پسیو

فیلتر بالاگذر مرتبه دو معمولاً موازی با چند Notch بصورت موازی قرار می گیرد. معمولاً برای حذف هارمونیک‌های ۱۵-۱۶ به بالا استفاده می‌شود (برای حذف همه ی هارمونیک‌های بالا فقط از یک فیلتر (همین فیلتر) استفاده می‌شود.)



فیلترهای پسیو

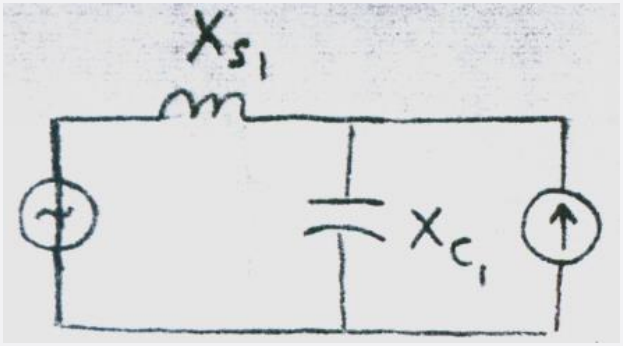
معادلات مربوط به وقوع رزونانس موازی

$$X_{cr} = X_{sr}$$

$$X_{cr} = \frac{X_{c1}}{h_r} \qquad X_{sr} = h_r X_{s1}$$

h_r: هارمونیکی که رزونانس موازی اتفاق می‌افتد

$$\omega_r = h_r \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_s c}}$$



$$h_r = \frac{1}{\omega_0 \sqrt{L_s c}} = \sqrt{\frac{X_{c1}}{X_{s1}}} = \sqrt{\frac{X_{c1,pu}}{X_{s1,pu}}}$$

$$\begin{cases} X_{s1,pu} = \dfrac{1}{scc_{pu}} \\ X_{c1,pu} = \dfrac{1}{Q_{c,pu}} \end{cases} \rightarrow h_r = \sqrt{\frac{scc_{pu}}{Q_{c,pu}}} = \sqrt{\frac{scc}{Q_c}}$$

فیلترهای پسیو

معادلات مربوط به یک فیلتر تله‌ای:

راکتانس مشخصه فیلتر $X_{Ln} = X_{cn} = X_n$

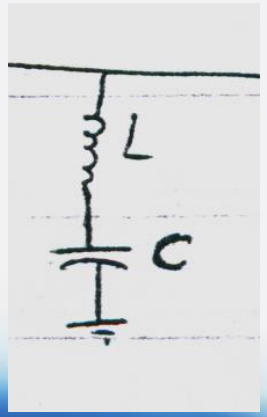
هارمونیکی که قرار است فیلتر تله‌ای جذب کند h_n

$$\omega_n = n\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{Lc}}$$

$$X_{Ln} = h_n X_{L1} \qquad X_{cn} = \frac{X_{c1}}{h_n}$$

$$h_n X_{L1} = \frac{X_{c1}}{h_n} \rightarrow X_n^2 = X_{L1} X_{c1} \qquad X_n = \sqrt{X_{L1} X_{c1}} = \sqrt{\frac{L}{c}}$$

$$Q = \frac{X_n}{R} = \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{c}}$$



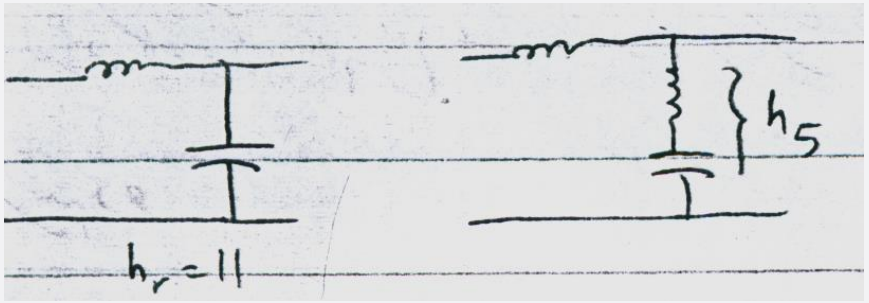
فیلترهای پسیو

اگر خازنی داشته باشیم که رزونانس موازی در h_r ایجاد می کند و بوسیله یک سلف detuning یک فیلتر برای هارمونیک h_n بوجود آید:

$$X_{L1} = \frac{X_n^2}{X_{c1}} = \frac{h_r^2}{h_n^2} X_{s1}$$

$$if \;\; h_r = h_n \rightarrow \;\; X_{L1} = X_{s1}$$

$$h_n = \frac{\omega_n}{\omega_0} = \frac{1}{\omega_0 \sqrt{Lc}} = \sqrt{\frac{X_{c1}}{X_{L1}}}$$



$$X_{cr} = \frac{X_{c1}}{h_r} = X_{sr} = h_r X_{s1}$$

$$h_n = h_r \sqrt{\frac{X_{s1}}{X_{L1}}}$$

با داشتن X_{s1} می‌توان راکتور detuning را به دست آورد. علاوه بر تغییر مشخصه، یک trap filter ایجاد شده است.

روند طراحی فیلتر تله‌ای

- محاسبه KVAR یا MVAR کل فیلتر Q_{eff}
- محاسبه هارمونیک تنظیم و مقادیر فیلتر

$$X_{eff} = \frac{V_{LL}^2}{Q_{eff}}$$

$$X_{eff} = X_{C_1} - X_{L_1}$$

$$X_{C_h} = \frac{X_{C_1}}{h}$$

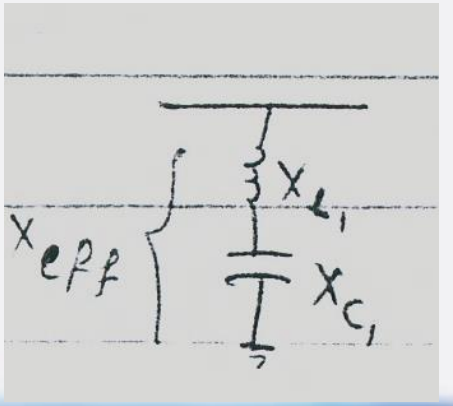
$$X_{L_h} = hX_{L_1}$$

$$X_{C_h} = X_{L_h} = X_h$$

$$X_{eff} = hX_{C_h} - \frac{X_{L_h}}{h} = \frac{h^2 X_{C_h} - X_{L_h}}{h} = \frac{X_h(h^2-1)}{h} = \frac{X_{C_1}}{h^2}(h^2-1)$$

$$X_{C_1} = \left(\frac{h^2}{h^2-1}\right)X_{eff}$$

$$X_{L_1} = \frac{X_{L_h}}{h} = \frac{X_{C_1}}{h^2}$$



روند طراحی فیلتر تله‌ای

- انجام مطالعات هارمونیکی و مقایسه با استاندارد
  - ✓ تعداد فیلترهایی که هر لحظه در مدار هستند
  - ✓ محدوده تغییرات ولتاژ
  - ✓ محدوده تغییرات بار
  - ✓ آرایش سیستم، شرایط عادی و غیر عادی
  - ✓ تغییرات فرکانس تنظیم
  - ✓ بین هارمونیک‌ها
  - ✓ هارمونیک در سایر قسمت‌های سیستم
  - ✓ بررسی رزونانس‌های موازی

هر یک از این شرایط شامل حالت‌های مختلفی هستند که ترکیب آنها با هم ممکن است مشکل‌ساز شوند بنابراین به شبیه‌سازهای بسیار زیادی نیاز است که ممکن است در بعضی از آنها از استاندارد خارج شویم.

روند طراحی فیلتر تله‌ای

- محاسبه مقادیر نامی

$$V_r = \sum_{h=1}^{\infty} I(h)X_c(h)$$

$$V_c(1) = X_c I(1) = \frac{V_s}{X_c - X_L}$$

$V_c(1) + V_c(h)$ تقریبی از V_r است

h: فرکانس تنظیم

$$V_c(h) = \frac{X_c}{h} I(h) = V_s \frac{h^2}{h^2 - 1}$$

$$I_{rms} = \sqrt{\sum I^2(h)}$$

روند طراحی فیلتر تله‌ای

30 MVA

34.5 kV

$I_{sc} = 10kA$

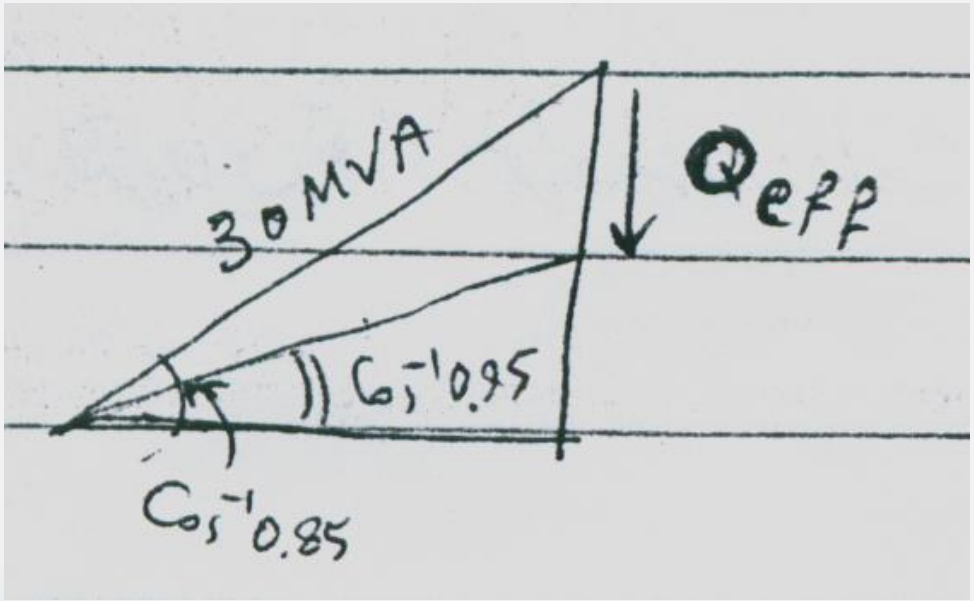
PF=0.85 ⟶ PF=0.95

$I(5) = 60.3$

$I(7) = 17.3$

$I(11) = 8$

$I(13) = 6.5$



روند طراحی فیلتر تله‌ای

$$Q_{eff} = 7420\ kVAR$$

$$X_{eff} = \frac{(34.5)^2}{7.42} = 160.8\Omega$$

$$X_{c_1} = \frac{h^2}{h^2 - 1} X_{eff} = \frac{(4.7)^2}{(4.7)^2 - 1} 160.8 = 168.4$$

$$X_{L_1} = \frac{168.4}{(4.7)^2} = 7.62\Omega$$

$$I_c(1) = \frac{V_s}{X_{c_1} - X_{L_1}} = \frac{{}^{34.5}/_{\sqrt{3}}}{168.4 - 7.62} = 124A \quad I_{c,rms} = 139.3A$$

$$V_c(1) = 124 \times 168 = 20.832\text{kV} > \frac{34.5}{\sqrt{3}}$$

$$V_c(h) = 60.3 \times \frac{168}{5} + 17.3 \times \frac{168}{7} + \cdots = 2.647\text{kV}$$

$$V_r = V_c(1) + V_c(h) = 23.479\text{kV} \quad Q_{r,c} = \frac{(\sqrt{3}V_r)^2}{X_c} = 9.82MVAR$$

روند طراحی فیلتر تله‌ای

طبق IEEE std-18 1997-8 باید خازن بتواند تا ده درصد اضافه ولتاژ را بصورت دائمی تحمل کنند ولی این به آن معنا نیست که از همان خازن می‌توان استفاده کرد. چون این ده درصد برای شرایط اضطراری است.

$$Q_{r,c} = \frac{(\sqrt{3}V_r)^2}{X_c} = 9.82MVAR$$

مدل‌سازی و شبیه‌سازی هارمونیکی

هدف:

- کمی کردن اعوجاج ولتاژ جریان
- یافتن احتمال تشدیدهای خطرناک
- تطابق با استاندارد

نتیجه: اعمال روش‌های تصحیحی و رفع اشکال

مراحل:

- تعریف منابع تولید هارمونیک و مدل‌سازی مناسب آنها
- مدل‌سازی مناسب سایر المان‌های سیستم
- شبیه‌سازی برای سناریوهای مختلف

مدل‌سازی و شبیه‌سازی هارمونیکی

استفاده از روش time domain لزومی ندارد و با توجه به سرعت کم آن معمولاً استفاده نمی‌شود. روش مورد استفاده: حوزه فرکانس و روش شبیه load flow

$$[I] = [Y_{(j\omega)}][V]$$

اشکالات:

عدم تعادل قابل مشاهده نیست ← مدل‌سازی باید بصورت سه فاز انجام شود نه تکفاز

مدل کردن بارهای غیرخطی مشکل است ← استفاده از منبع جریان

فاز این منابع جریان ← هارمونیک در بخش‌های مختلف می‌توانند همدیگر را خنثی کنند (این فاز وابسته به فاز هارمونیک اصلی ولتاژ باس بار است)

ابتدا یک load flow برای هارمونیک اصلی انجام می‌دهیم و ولتاژ باس‌ها به دست می‌آید

مدل‌سازی منبع هارمونیکی

دامنه ← در بعضی موارد مثل یکسوکننده دامنه مشخص است ولی همواره اندازه‌گیری بهترین روش است. مثلاً دامنه ی هارمونیک هفتم در بسیاری از موارد کمتر از مقدار مورد انتظار تئوریک است.

فاز ← وابسته به فاز هارمونیک اساسی است ← h برابر اختلاف فاز اندازه‌گیری شده هارمونیک با fund (مهم است و باید بدترین شرایط در نظر گرفته شود.)

مدل شبکه

چه مقدار از شبکه مدل می گردد؟

شبکه صنعتی متوسط با فیدر اختصاصی چون معمولاً از خطوط انتقال تغذیه می‌شوند باید مقداری از خطوط انتقال HV و EHV مدل شود.

مدل‌سازی تا جایی که تغییر نتایج خروجی ناچیز شود.

مدل خطوط و کابل‌ها

یک توصیه: برای خطوط هوایی اگر طول خط بیش از $\frac{280}{n} km \approx \frac{150}{n} miles$ بود باید از مدل گسترده خط استفاده شود. در نظر گرفتن اثر پوستی (بخصوص در مورد خطوط انتقال چون X/R بالا دارند(R_{DC}کوچک)) بسیار مهم است چون می‌تواند هارمونیک‌های فرکانس بالا را تضعیف کند.

مدل شبکه

ترانسفورماتورها:

مدل‌سازی تکفاز یا سه فاز ← اگر عدم تعادل، بارهای تکفاز و ... نداشته باشیم از مدل‌سازی تکفاز و ...

مدل اولیه(سلف و مقاومت سری) ← اگر عدم تعادل داشته باشیم ← مدل پیچیده می‌شود.

موتورهای القایی:

مدل locked rotor

بار:

مدل بارها به صورت تک تک یا مجموعه Q و P

روش شبیه‌سازی

حوزه زمان : زمان بسیار زیادی نیاز دارد. وقتی از مدل سه فاز استفاده می کنیم که: سیستم unbalance باشد.

در بررسی هارمونیکی حتی در حالت تعادل هارمونیک هم ممکن است نتوانیم از تکفاز استفاده کنیم ← بعلت وجود هارمونیک‌های مضرب سه ← بسیاری از مواقع نداریم یا یک فکری برای هارمونیک ۳ کرده‌ایم.

حوزه فرکانس:

$$[I_{(h)}] = [Y_{(h)}][V_{(h)}]$$

به ازای هارمونیک‌های مختلف $Y_{(h)}$ تشکیل می‌شود و شبیه load flow معمولی run می‌شود و $V_{(h)}$ ها به دست می‌آید و سپس با استفاده از خاصیت جمع آثار ولتاژ هارمونیکی هر باس به دست می‌آید. $\sum_{h=1}^{\infty} V_{kh}$

مدل المان‌های مختلف

- بارهای مجتمع
- ماشین‌های سنکرون
- ماشین‌های القایی
- ترانسفورمر
- خطوط

بارهای مجتمع:هر باری (از مجموعه فوق) که توان بالایی دارد به عنوان بار مجزا مدل می‌شود وگرنه مجموعه بارهای توان پایین به عنوان یک بار مجتمع در نظر گرفته می‌شود.

- ✓ پسیو
- ✓ اکتیو (چرخان یا موتوری)
- ✓ الکترونیک قدرت یا غیرخطی

مدل المان‌های مختلف

نمایش بار به صورت سری (برای بارهای تکی)

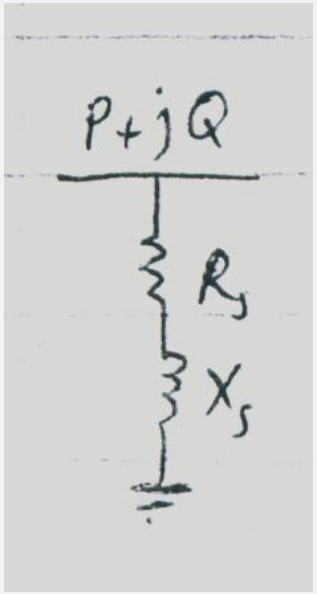
$$Z_s(1) = \frac{V^2}{P - jQ} = \frac{V^2(P + jQ)}{S^2}$$

$$R_s(1) = \frac{V^2 P}{S^2}$$

$$X_s(1) = \frac{V^2 Q}{S^2}$$

$$X_s(h) = hX_s(1)$$

$$R_s(h) = \sqrt{h}\mathrm{R}(1)$$

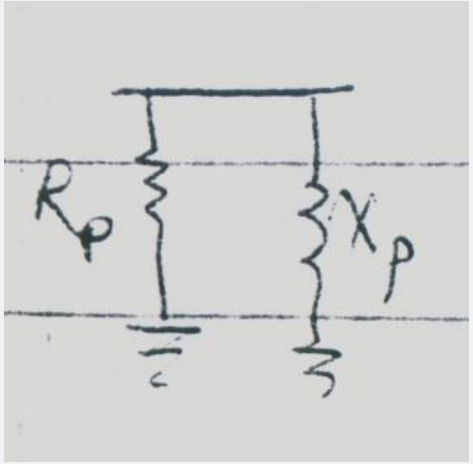


مدل المان‌های مختلف

$$Y_p = \frac{1}{R_p} - \frac{j}{X_p}$$

$$R_p(1) = \frac{V^2}{P}$$

$$X_p(1) = \frac{V^2}{Q}$$



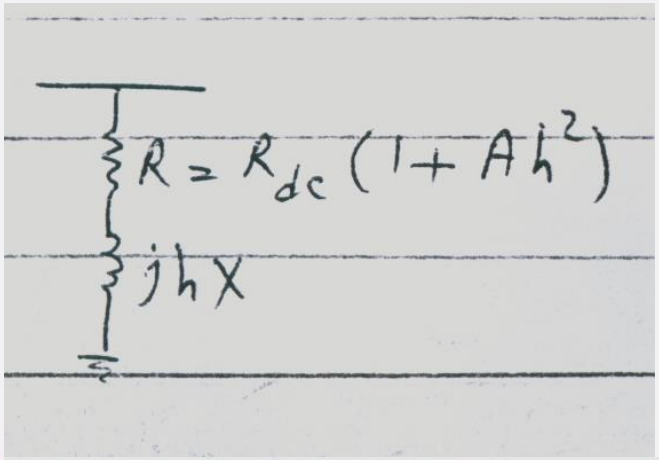
پیشنهادات تجربی

$$R_p(h) = \frac{V^2}{(0.1h + 0.9)P}$$

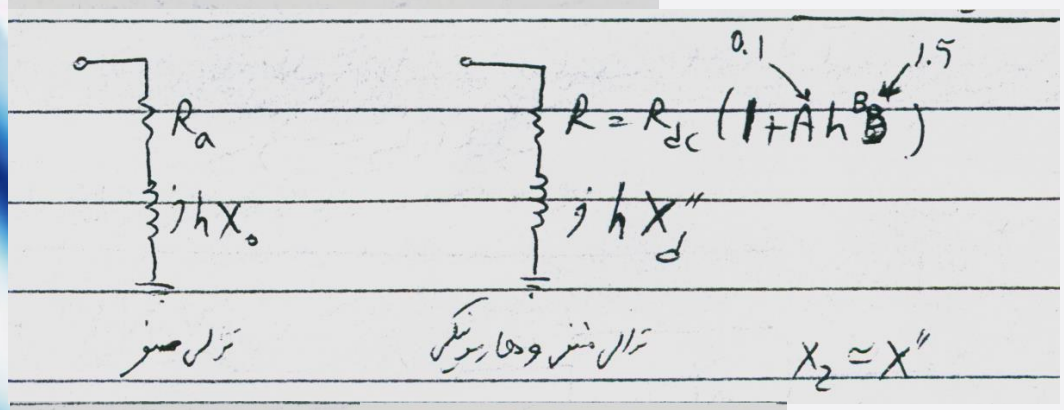
$$X_p(h) = \frac{hV^2}{(0.1h + 0.9)Q}$$

مدل المان‌های مختلف

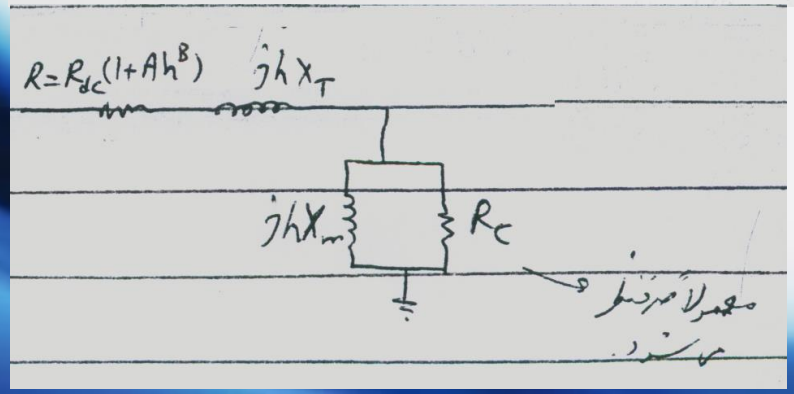
مدل ماشین القایی



ماشین سنکرون



ترانسفورمر



پردازش سیگنالهای دیجیتال

پردازش سیگنالهای دیجیتال

با توسعه‌ی سیستم‌های دیجیتالی در دنیای امروز، مبحث تبدیل سیگنالهای به صورت دیجیتال و پردازش سیگنال، اهمیت فراوانی یافته است.
در این فصل ابتدا آشنایی مختصری با مشخصات اصلی یک سیگنال گسسته پیدا می‌کنیم و سپس تبدیلات فوریه معرفی می‌گردند.

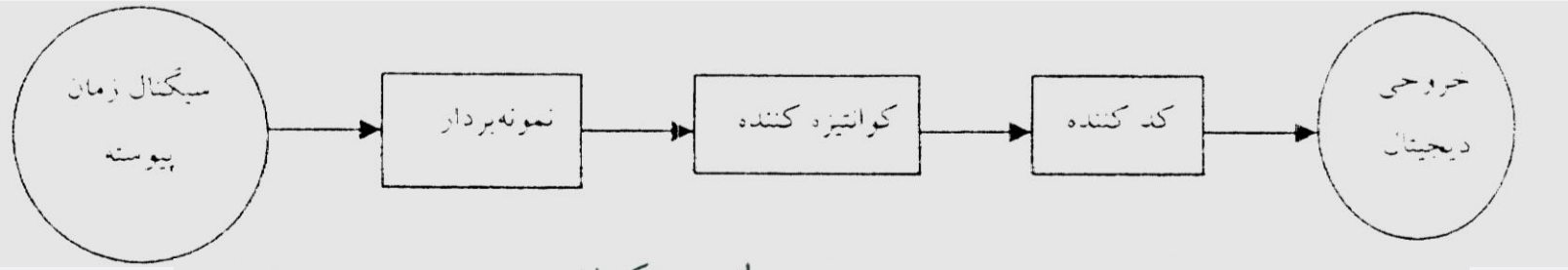
سیگنالهای زمان گسسته

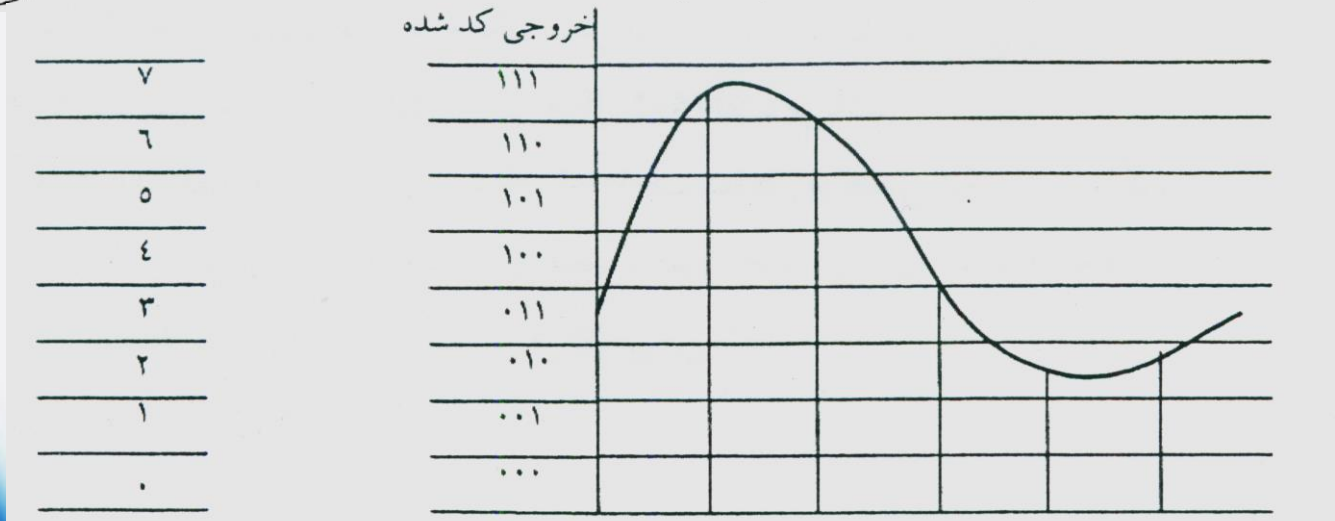
بر خلاف سیگنالهای زمان پیوسته که در همه لحظات زمانی دارای مقدار هستند، یک سیگنال زمان گسسته فقط در زمانهای مشخص دارای مقدار بوده و عموما توسط یکسری از اعداد نمایش داده می‌شود. تمام سیگنالهای موجود در شبکه قدرت به صورت زمان پیوسته می‌باشند. در دستگاههای دیجیتال پردازش روی سیگنالهای گسسته که از نمونه‌برداری سیگنالهای پیوسته بدست می آیند، انجام می‌شود.

توجه به این نکته مهم است که در روند تبدیل یک سیگنال زمان پیوسته به صورت زمان گسسته ممکن است طبیعت سیگنال، دچار تغییر شود.

سیگنالهای زمان گسسته

روند تبدیل یک سیگنال زمان پیوسته به مقادیر دیجیتال





مراحل کوانتیزه و کد نمودن خروجی بلوک نمونه برداری

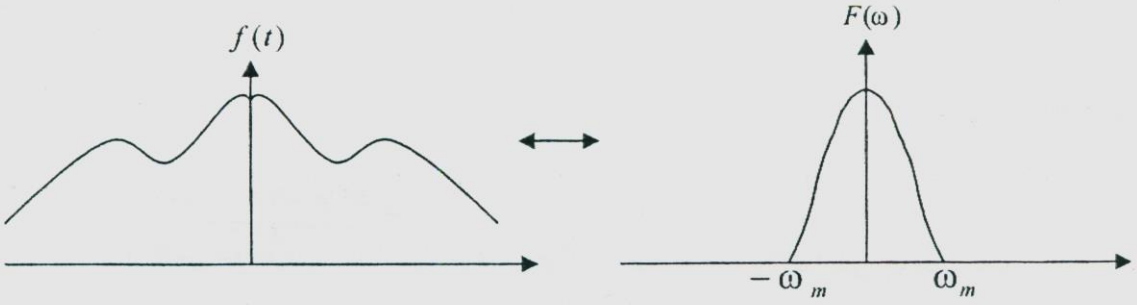
نمونه برداری

با انتخاب مقادیر سیگنال زمان پیوسته در زمان‌های مشخص، سیگنال زمان گسسته متناظر بدست می‌آید. به این عمل نمونه‌برداری از سیگنال گفته می‌شود. معمولا فاصله زمانی بین هر دو نمونه متوالی ثابت می‌باشد. به تعداد نمونه‌هائی که در یک ثانیه برداشته می‌شود، فرکانس نمونه برداری می‌گویند

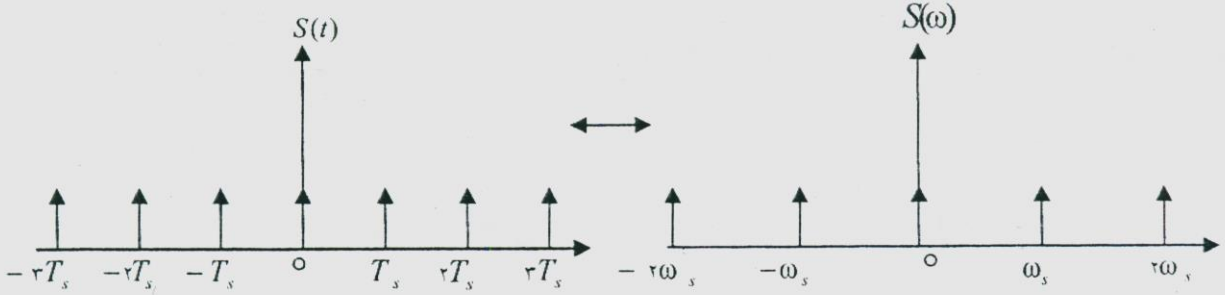
قضیه نمونه‌برداری بیان می‌کند که یک سیگنال با باند فرکانسی محدود را می‌توان به طور منحصر به فردی بازسازی نمود اگر و فقط اگر فرکانس نمونه‌برداری حداقل دو برابر حداکثر فرکانس موجود در سیگنال اصلی باشد.

نمونه برداری

نمونه‌برداری را می‌توان توسط یک تابع نمونه برداری مدل نمود.تابع نمونه‌بردار، یک قطار ضربه با فرکانسی معادل فرکانس نمونه‌برداری می‌باشد :



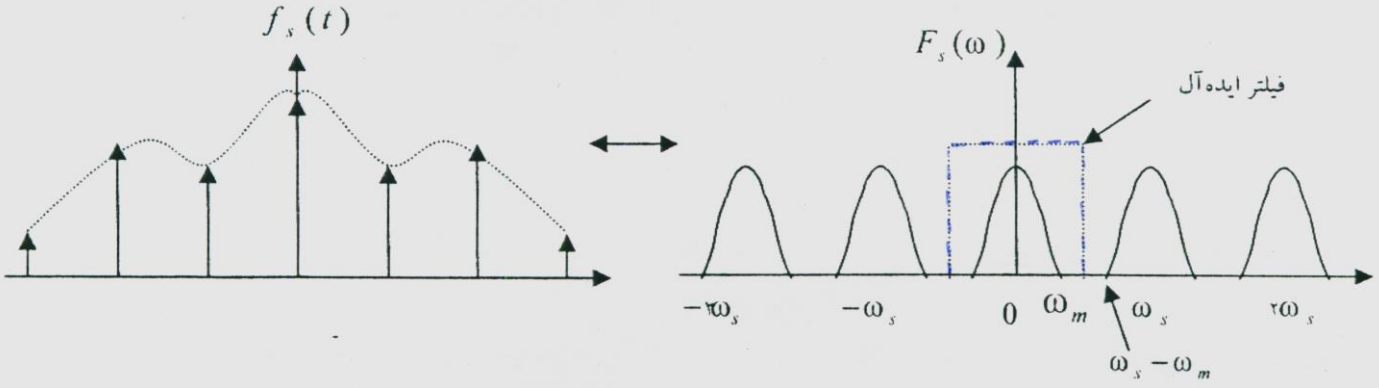
نمایش تابع $f(t)$ در حوزه زمان و فرکانس



نمایش تابع نمونه‌بردار در حوزه زمان و فرکانس

نمونه برداری

برای اینکه $f_s(t)$ فقط و فقط نمایش زمان گسسته تابع زمان پیوسته $f(t)$ باشد، باید بتوان از روی $f_s(t)$ ، تابع $f(t)$ را به طور یکتا بازسازی نمود. شرط انجام این کار، این است که بتوان با یک فیلتر پائین گذر ، $F(\omega)$ را بدون هیچ خطائی از روی $F_s(\omega)$ بدست آورد.



تابع گسسته $f_s(t)$ در حوزه زمان و فرکانس

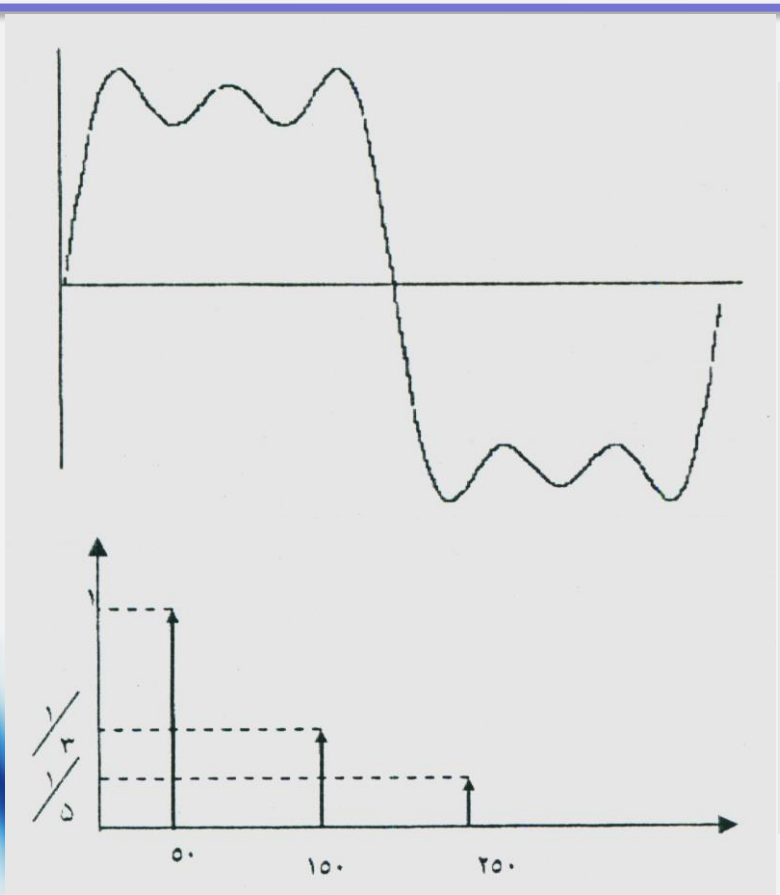
$$\omega_s - \omega_m > \omega_m \Rightarrow \omega_s \geq 2\omega_m$$

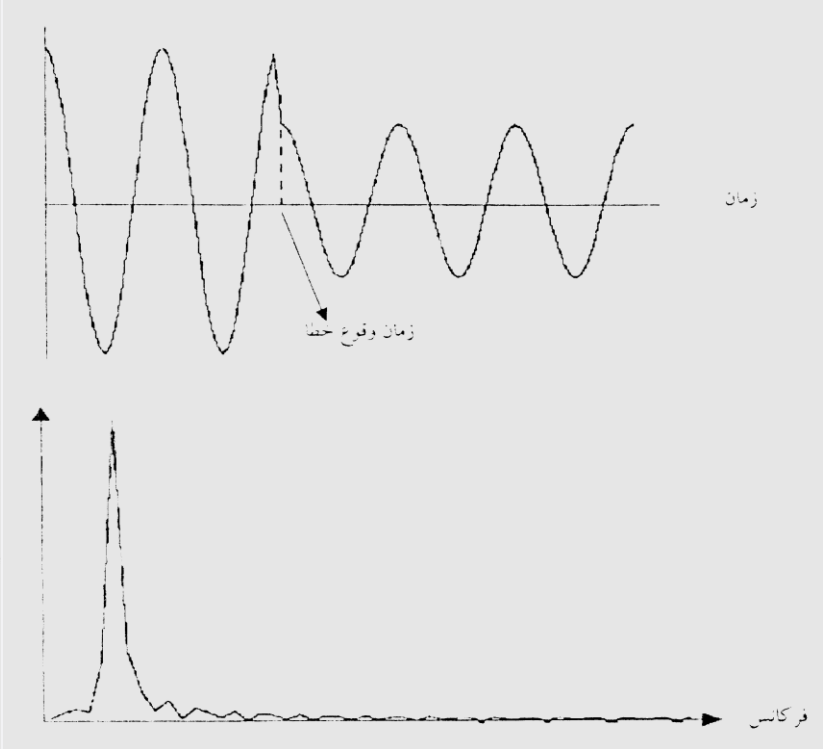
خطای اختلاط فرکانسی Aliasing و فیلتر Anti-aliasing

چنانچه فرکانس نمونه‌برداری از دو برابر بیشترین فرکانس موجود در سیگنال اصلی کوچکتر باشد خطائی در بازسازی سیگنال رخ خواهد داد که به آن خطای اختلاط فرکانسی می گویند. در صورت وقوع این خطا، در بازسازی سیگنال مؤلفه‌هائی ظاهر خواهد شد که در تبدیل فوریهٔ سیگنال اصلی وجود ندارند و یا اندازه مؤلفه‌های موجود در سیگنال اصلی دچار تغییر می‌شوند.

قبل از عمل نمونه‌برداری، از یک فیلتر آنالوگ جهت حذف مؤلفه‌های هارمونیک بالا استفاده می‌شود. به چنین فیلتری، فیلتر ضد اختلاط فرکانسی گفته می‌شود.

حوزه زمان و حوزه فرکانس





هر چند که هر دو نمایش مربوط به یک شکل موج می‌باشند اما استخراج اطلاعات گاهی از نمایش فرکانسی ساده‌تر است گاهی از نمایش زمانی.

سری فوریه زمان پیوسته

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{+\infty} a_n \cos(n\omega_0 t) + \sum_{n=1}^{+\infty} b_n \sin(n\omega_0 t)$$

$\omega_0 = 2\pi f_0$ $\qquad$ f_0 : فرکانس اساسی

n ضریب هارمونیکی است و ضرائب سری فوریه توسط روابط زیر قابل محاسبه‌اند:

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} f(t)\, dt$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} f(t)\cos(n\omega_0 t)\, dt$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} f(t)\sin(n\omega_0 t)\, dt$$

سری فوریه زمان گسسته

برای یک سیگنال زمان گسسته تناوبی $x[n]$

$$x[n] = x[n+N]$$

که N یک عدد مثبت و دورهٔ تناوب سیگنال می‌باشد. برای مثال سیگنال نمائی مختلط $e^{j\frac{2\pi}{N}n}$ متناوب و دارای دوره تناوب N است. $\phi_k[n]$ را مجموعهٔ سیگنالهای نمائی مختلط در نظر می گیریم:

$$\phi_k[n] = e^{jk(\frac{2\pi}{N})n} \qquad k = 0, \pm 1, \pm 2, \ldots$$

فرکانس این سیگنالها ضریبی از فرکانس اساسی $\frac{2\pi}{N}$ است و بنابراین با یکدیگر ارتباط هارمونیکی دارند.توجه شود که در مجموعهٔ $\phi_k[n]$ فقط N سیگنال مختلف وجود دارد. به عبارت دیگر، سیگنالهای زمان گسسته که از نظر فرکانس به اندازه ضریبی از 2π با یکدیگر اختلاف دارد، یکسان هستند. یعنی:

$$e^{j(\omega+2\pi r)n} = e^{j\omega n}\, e^{j2\pi rn} = e^{j\omega n}$$

سری فوریه زمان گسسته

و بنابراین می‌توان نتیجه‌گیری نمود:

$$\phi_0[n] = \phi_N[n] \qquad \phi_1[n] = \phi_{N+1}[n]$$

و بطور کلی:

$$\phi_k[n] = \phi_{k+rN}[n]$$

یعنی هنگامی که k به اندازه ضریب صحیحی از N تغییر کند، توالی یکسانی تولید خواهد شد. اینک ترکیب خطی سیگنالهای $\phi_k[n]$ جدا از هم را به صورت زیر در نظر می‌گیریم:

$$x[n] = \sum_{k=<N>} a_k \phi_k[n] = \sum_{k=<N>} a_k e^{jk(\frac{2\pi}{N})n}$$

متغیر k روی دامنه N عدد صحیح متوالی تغییر می‌کند.

سری فوریه سیگنال زمان گسستهٔ $x[n]$ و ضرائب a_k ضرائب سری فوریه می‌باشند. این سری، یک سری محدود است.

تبدل فوریه گسسته (DFT)

می‌توان نشان داد که ضرائب سری فوریه a_k به صورت معادلهٔ زیر قابل محاسبه می‌باشند:

$$a_k = \frac{1}{N} \sum_{n=<N>} x[n] e^{-jk(\frac{2\pi}{N})n}$$

ضرائب a_k، ضرائب طیف $x[n]$ نیز نامیده می‌شوند. توسط این ضرائب می‌توان سیگنال $x[n]$ را به مجموع N سیگنال نمائی مختلط که با یکدیگر ارتباط هارمونیکی دارند، تجزیه نمود.

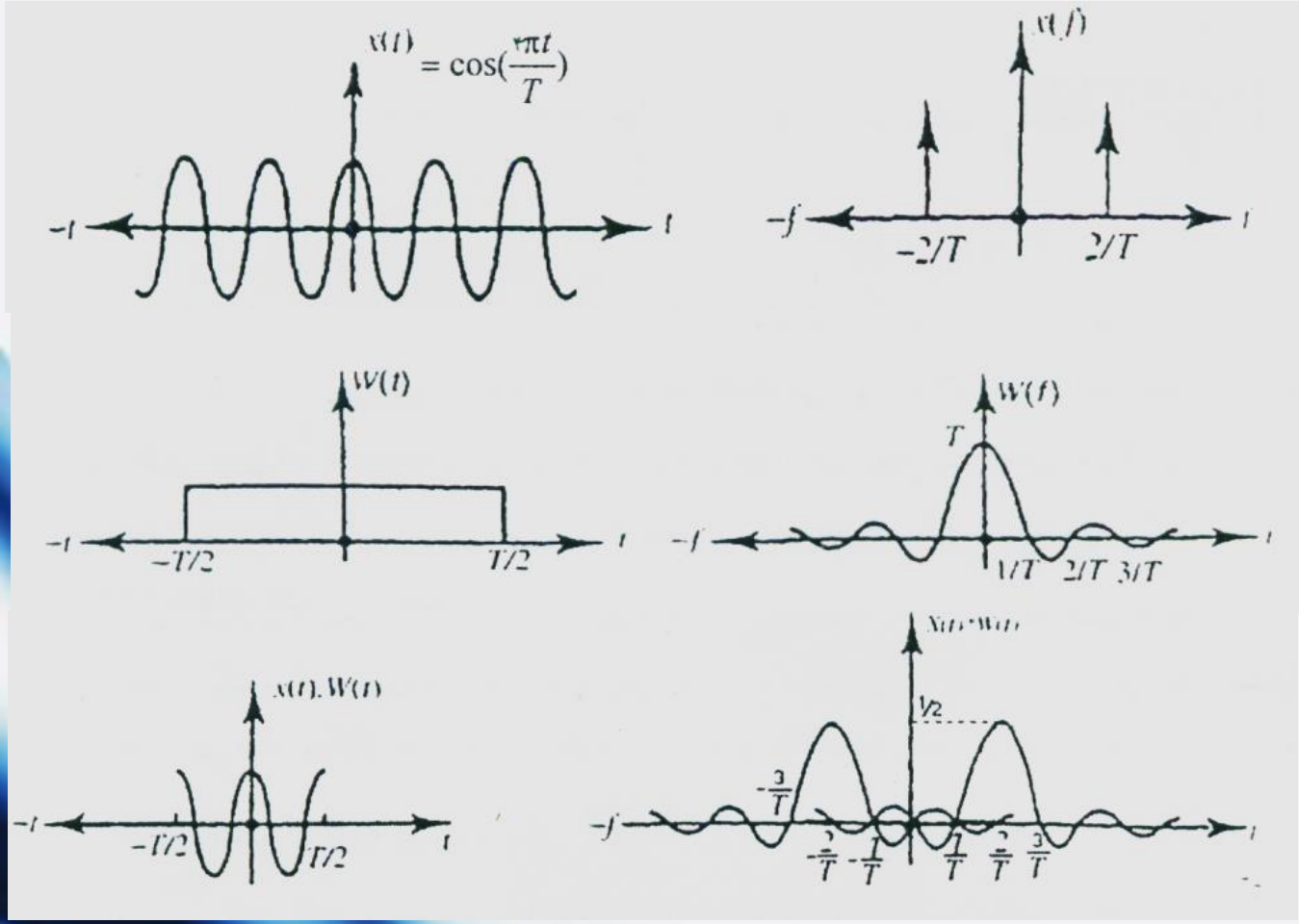
تبدل فوریه گسسته (DFT)

یک سیگنال نامتناوب با طول محدود: از این سیگنال نامتناوب می توان یک سیگنال متناوب با دوره تناوب N ساخت. N باید بزرگ تر از طول سیگنال انتخاب شود.

تبدیل فوریه یک سیگنال زمان گسسته نیز تابعی گسسته نسبت به فرکانس می‌باشد. محدوده‌ی فرکانسی قابل محاسبه توسط DFT به مقدار N و فرکانس نمونه برداری بستگی دارد. هر فرکانس را می توان مضربی از کوچکترین فرکانس در نظر گرفت. به این فرکانس، فرکانس اساسی گفته می شود.

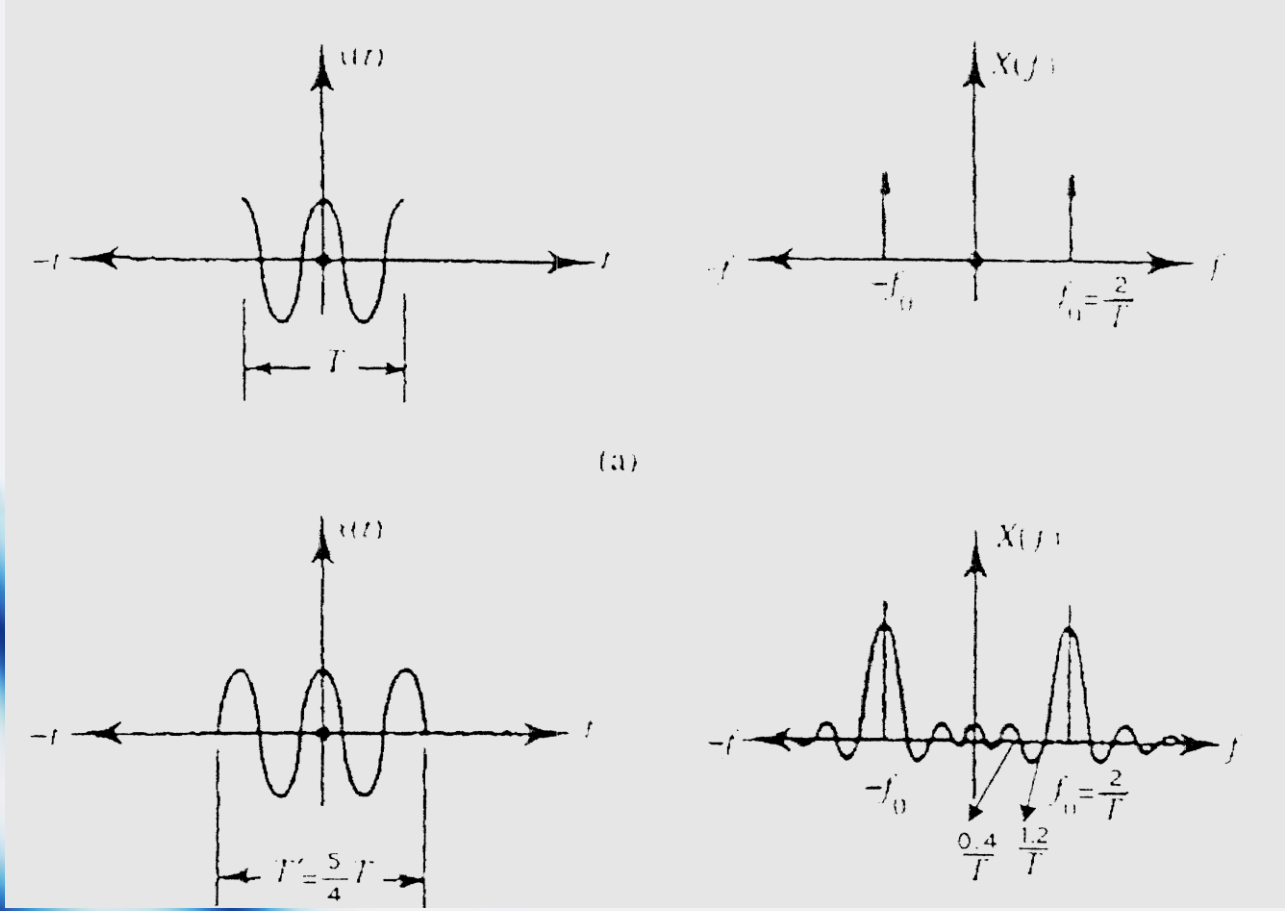
برای N نمونه در هر دوره تناوب و فرکانس نمونه برداری f_s فرکانس اساسی با f_s/N برابر است.

خطاهای تولید شده توسط DFT (خطای نشت در طیف)



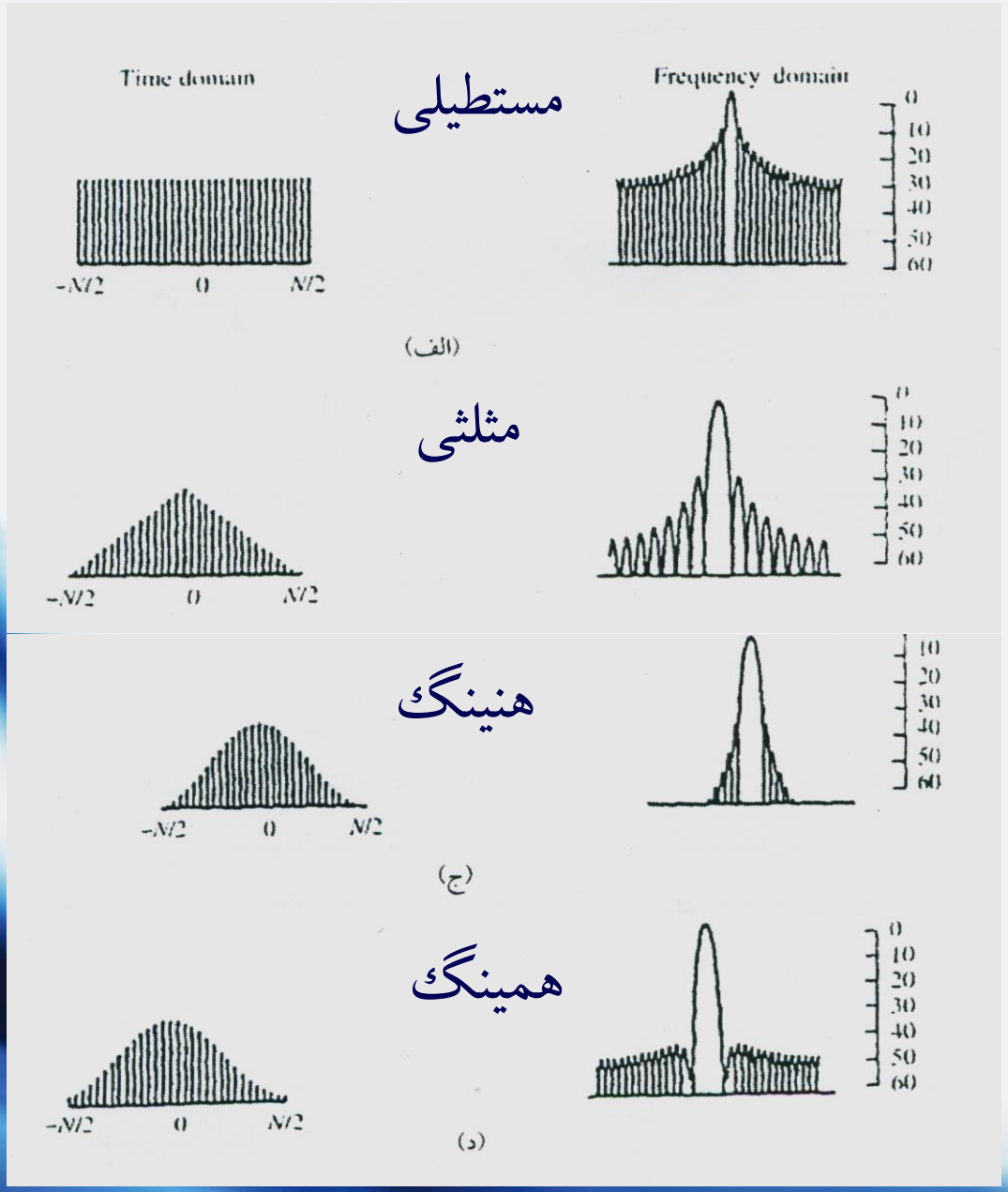
پدیده‌ای که در آن انرژی سیگنال در یک فرکانس معین در فرکانسی‌های دیگر پخش می‌شود به نشت طیف موسوم است که ناشی از محدود شدن سیگنال بوسیله تابع پنجره‌ای می باشد.

خطاهای تولید شده توسط DFT (خطای نشت در طیف)



اگر طول پنجره مضرب صحیحی از دوره تناوب نباشد و یا سیگنال متناوب نباشد، خطای نشت در طیف شدیدتر است.

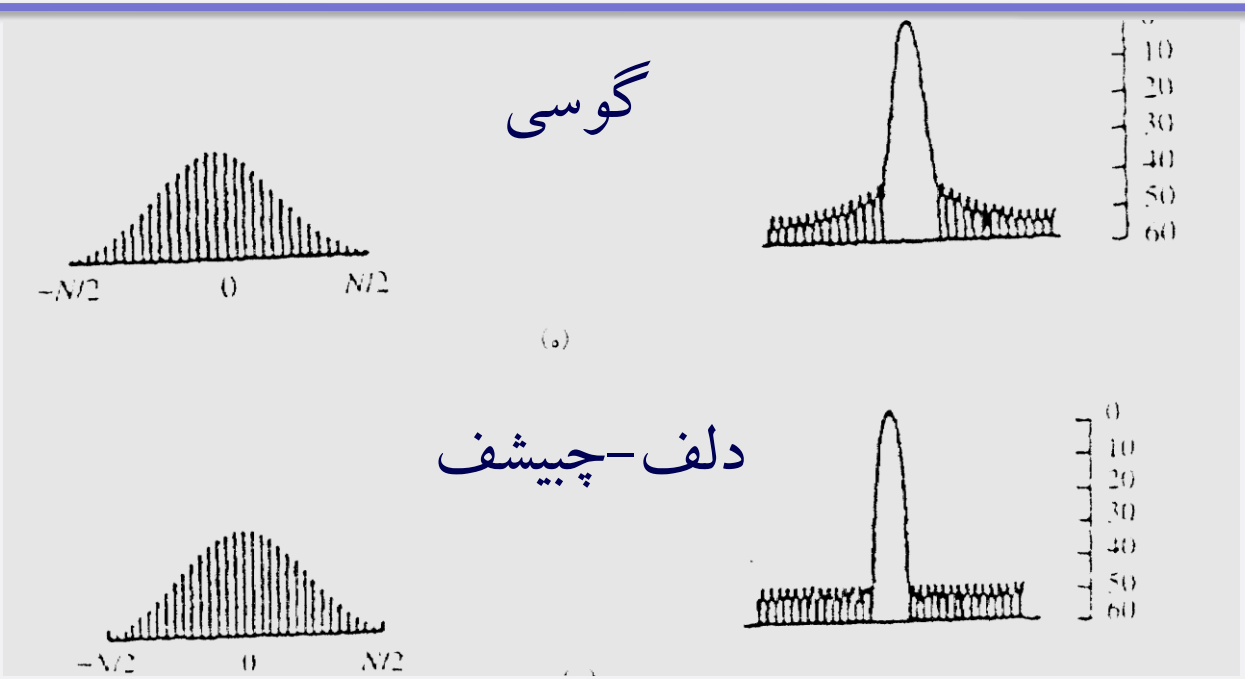
کاهش خطای نشت در طیف



تغییر شکل تابع پنجره بویژه اگر اندازه تابع پنجره در مرزها به صفر میل کند.

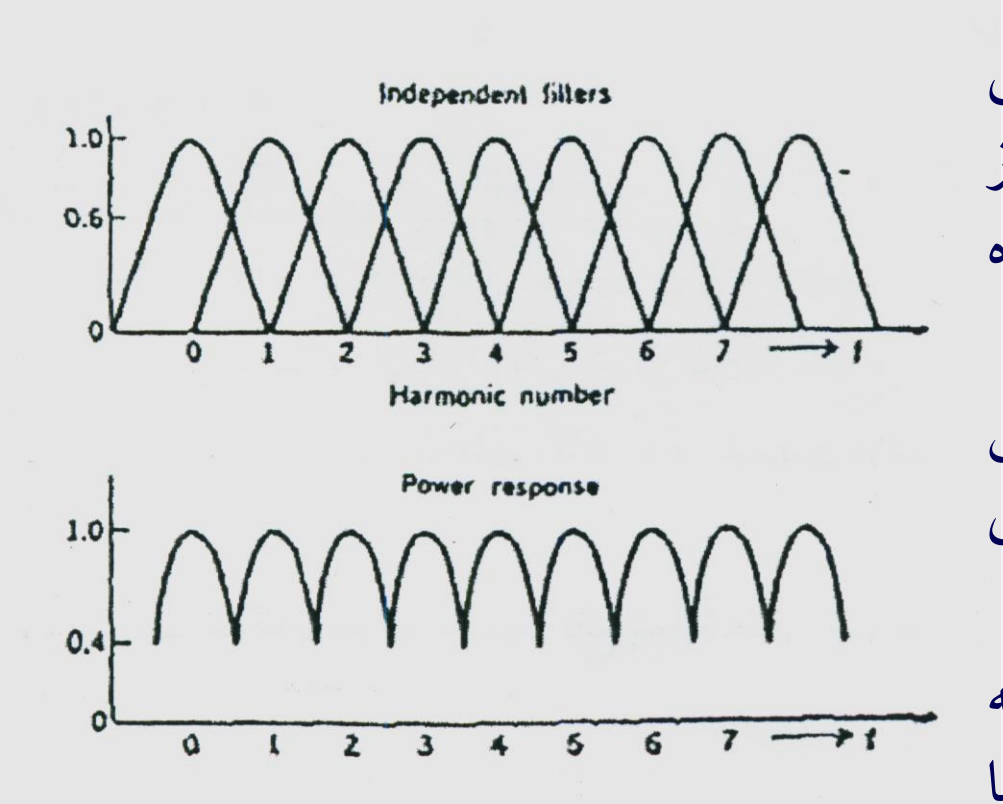
کاهش سطوح لوب کناری (لوب‌های کناری منجر به نشت طیف می شوند.)

کاهش خطای نشت در طیف



در انتخاب یک تابع پنجره برای حداقل کردن نشت طیف، هدف دسترسی به یک پهنای لوب اصلی در حد امکان باریک است به طوری که آن فقط شامل مؤلفه‌های طیفی مورد نظر باشد و برای کاهش دخالت مؤلفه های طیفی مزاحم، پنجره باید دارای لوب‌های کناری با کمترین اندازه باشد. در پنجره‌های قابل تحقق این دو مشخصه با هم ارتباط عکس دارند و بنابراین بین فشرده کردن پهنای لوب اصلی و کاهش سطوح لوب‌های کناری باید مصالحه صورت پذیرد.

خطاهای تولید شده توسط DFT (اثر Picket fence)

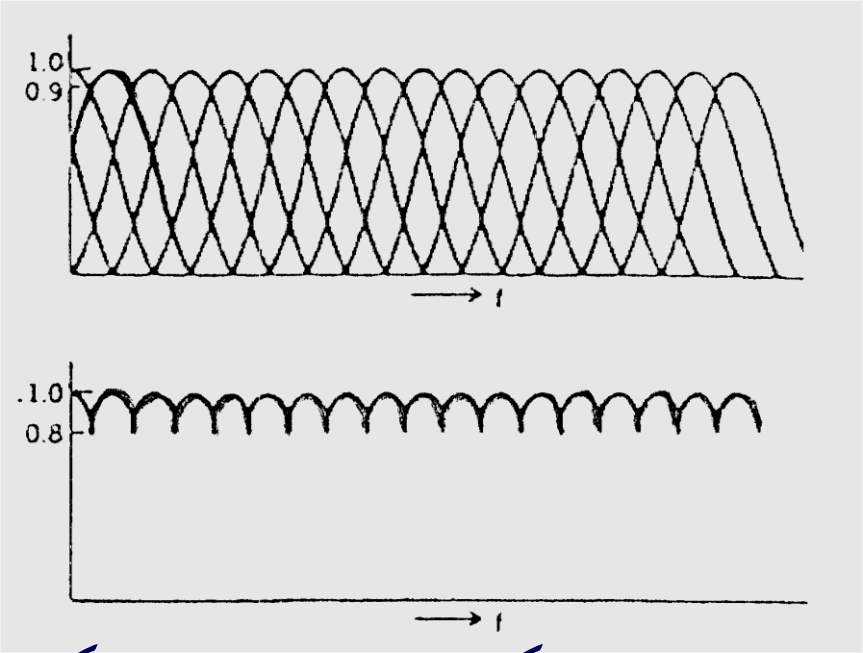


در شکل زیر تشابه بین خروجی الگوریتم DFT و یک گروه از فیلترهای میان گذر نشان داده شده است.

پاسخ هر فیلتر برای فرکانس هارمونیک متناظر ۱ و برای بقیه‌ی هارمونیکها صفر است.

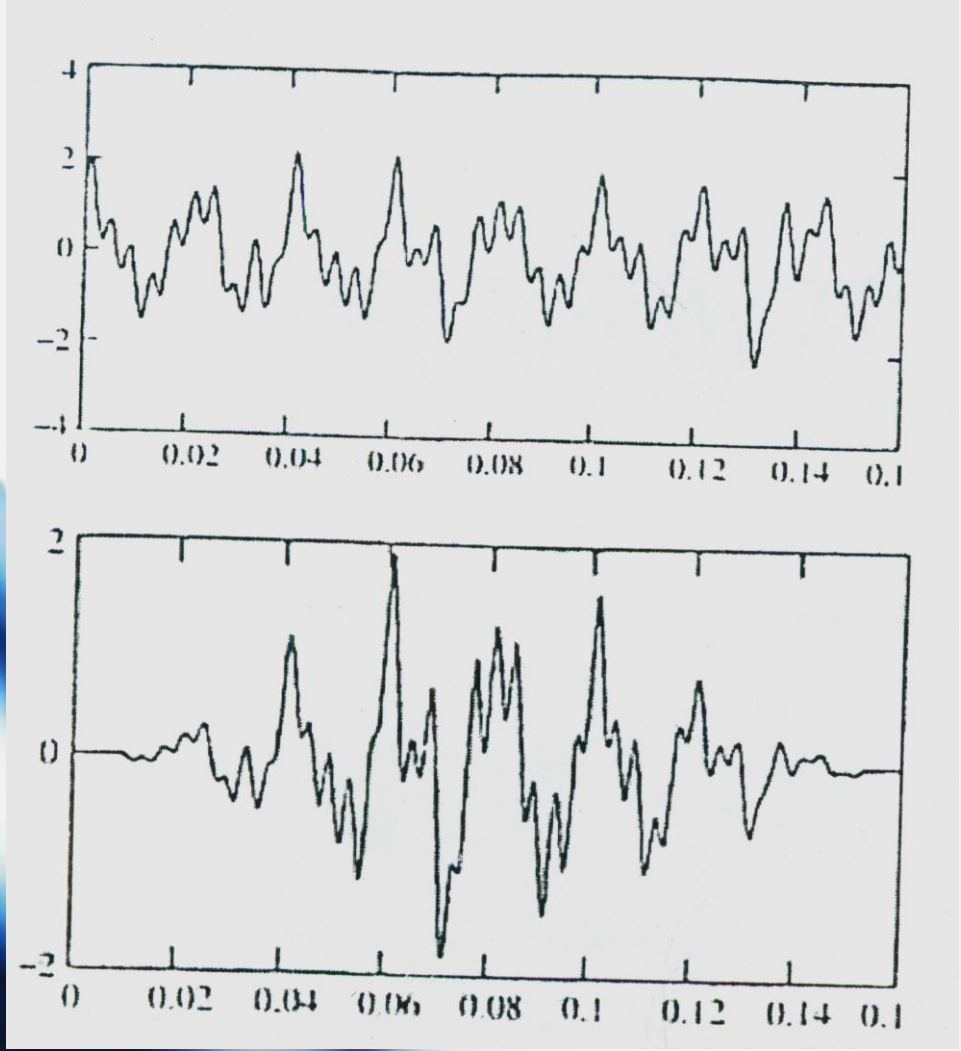
اثر Picket fence به این معناست که اگر میان هارمونیک داشته باشیم با استفاده از فیلترهای متناظر با هر هارمونیک نمی‌توان اندازه صحیح آنها را بدست آورد و فقط کسری از اندازه آنها بدست می‌آید.

تحلیل فوریه برای سیگنالهای زمان گسسته



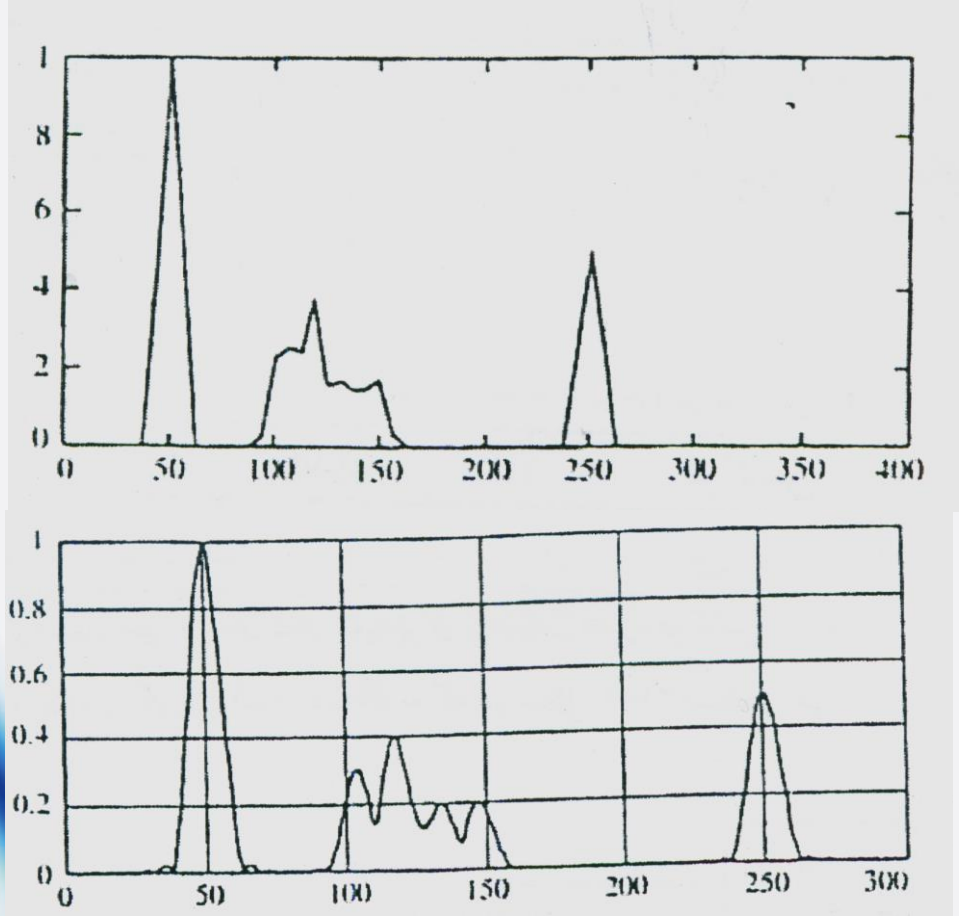
راه حل آن است که با میان هارمونیک بصورت هارمونیک رفتار شود. بنابراین باید فیلترهای DFT افزایش یابند به این منظور N صفر به N نمونه اول اضافه می‌شود اما همچنان پهنای لوب اصلی هر فیلتر را همان مقدار قبل در نظر می گیریم زیرا طول پنجره داده ها تغییر نکرده است.

تحلیل فوریه برای سیگنالهای زمان گسسته



اندازه	فرکانس
۱	۵۰
۰/۳	۱۰٤
۰/٤	۱۱۷
۰/۲	۱۳٤
۰/۲	۱٤۷
۰/۵	۲۵۰

تحلیل فوریه برای سیگنالهای زمان گسسته



تحلیل DFT بدون اضافه کردن صفرها به نمونه های قبلی

تحلیل DFT با اضافه کردن صفرها به نمونه های قبلی

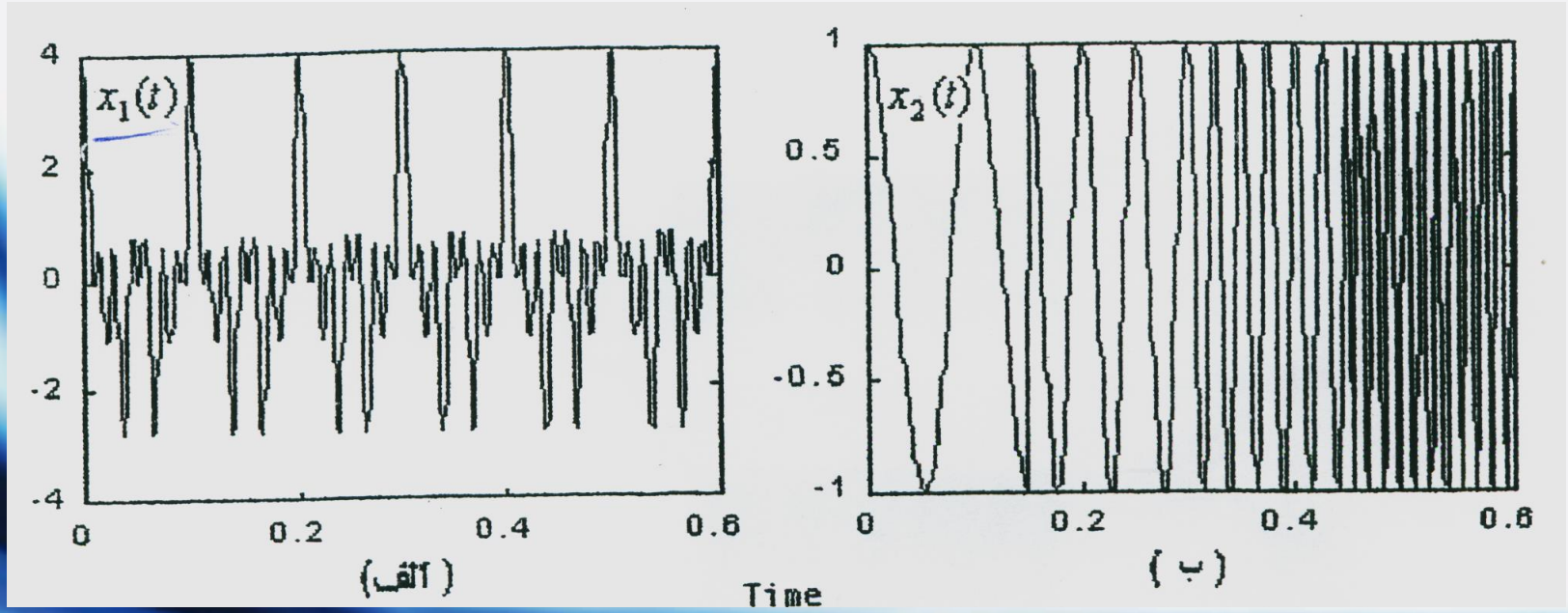
تبدیل موجک
WAVELET TRANSFORM

تبدیل موجک

تبدیل فوریه: رفتن از حوزه‌ی زمان با وضوح زمانی بی‌نهایت به حوزه فرکانس با وضوح فرکانسی بی‌نهایت

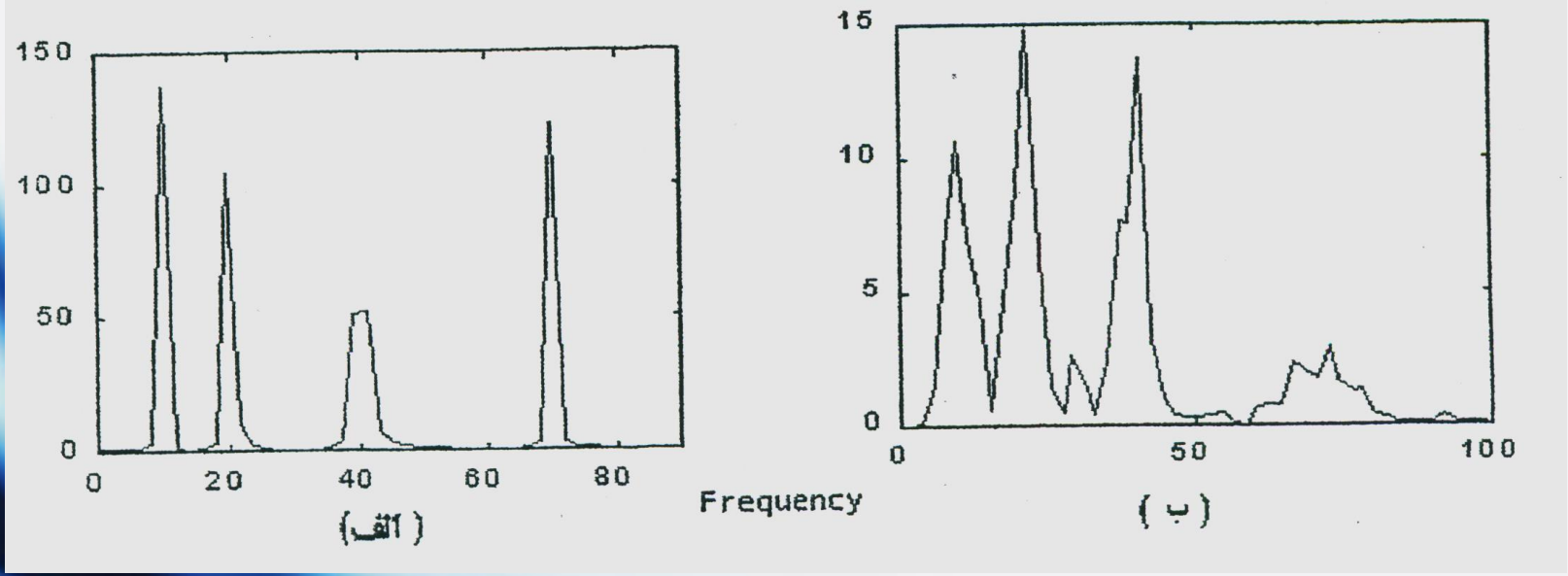
سیگنال $x_1(t)$ را یک سیگنال ایستان در حوزه‌ی زمان می‌گویند زیرا خصوصیات آن با گذشت زمان ثابت بوده و تغییر نمی‌کند و یا به عبارت دیگر $x_1(t)$ سیگنال نامتغیر با زمان است (با گذشت زمان شکلش تغییر نمی‌کند).

$x_2(t)$ یک سیگنال متغیر با زمان یا غیرایستان است.



تبدیل موجک

مشاهده شد که اگرچه دو سیگنال در حوزه‌ی زمان کاملاً متفاوتند لکن در حوزه‌ی فرکانس شباهت زیادی دارند. این مشکل از آنجا ناشی می‌شود که در تبدیل فوریه اطلاعات زمانی کاملاً از بین می‌رود. در واقع در این تبدیل وضوح فرکانسی بی‌نهایت است و وضوح زمانی صفر است.



تبدیل موجک

توابع پایه در DFT ($e^{jk(2\pi/N)n}$) در زمان بی نهایت گسترش می‌یابد (هیچ محدودیتی روی زمان نداریم) بنابراین در ضرایب a_k بعد زمان وجود ندارد و فقط بعد فرکانس داریم.

پس هنگام استفاده از تبدیل فوریه و بکار بردن ضرایب a_k اطلاعات زمانی سیگنال بطور کامل از بین می‌رود.

پس تبدیل فوریه به دلیل ماهیت تغییر با زمان سیگنال‌های غیرتناوبی و سیگنال‌های غیرایستان، تحلیل مناسبی از آنها ارائه نمی‌دهد.

تبدیل فوریه کوتاه مدت

Short Time Furier Transform (STFT)

$$STFT(t', f) = \int_T x(t)w(t - t')e^{-j2\pi ft}\, dt$$

$$WDFT(k, m) = \sum_n x[n]W[n - m]e^{-j\frac{2\pi kn}{N}}$$

(انتگرال تنها در مدت زمان محدود پنجره و نه تا بی‌نهایت گرفته می‌شود. همان تبدیل فوریه قبلی است.)

در این حالت ماهیت تبدیل فوریه تغییر نمی‌کند بلکه با تبدیل سیگنال به زیر سیگنال‌های کوچکتر از لحاظ زمانی، سیگنال اصلی غیرایستان تبدیل به مجموعه‌ای از زیر سیگنال‌های ایستان می‌شود و سپس تبدیل فوریه در مورد زیر سیگنال‌ها بکار می‌رود. این عمل به خاطر رفع مشکل اندازه نامتناهی پایه‌های تبدیل فوریه انجام می‌شود.

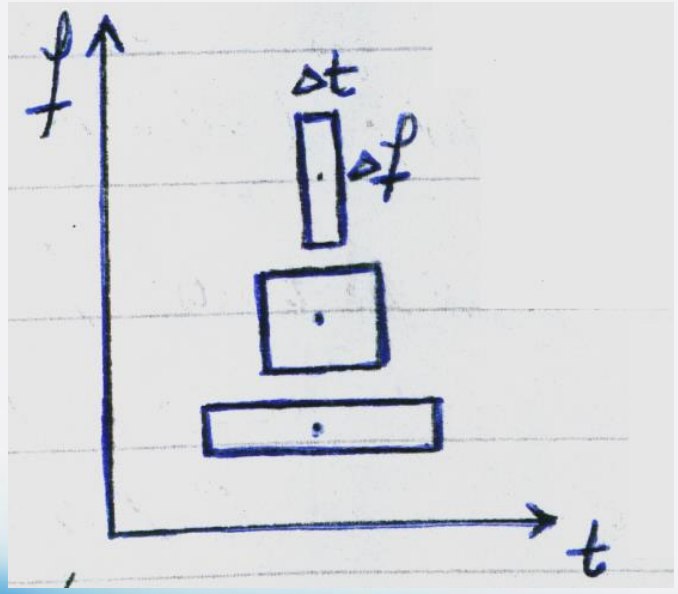
تبدیل فوریه کوتاه مدت

Short Time Furier Transform (STFT)

$$\Delta f \Delta t \leq \frac{1}{4\pi}$$

نمی‌توان بطور همزمان و دلخواه پنجره در حوزه زمان و فرکانس را کوچک کرد.

یعنی با کاهش پهنای پنجره در حوزه فرکانس پهنا در حوزه زمان افزایش می‌یابد. تبدیل فوریه زمان کوتاه در واقع یک نوع مصالحه بین حوزه زمان و فرکانس است.

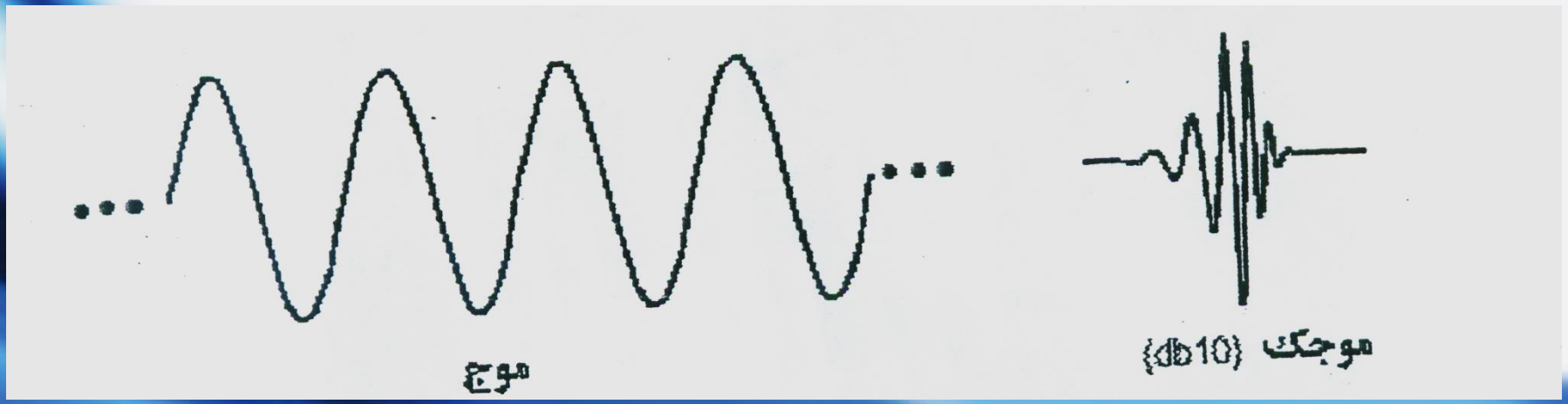


تبدیل موجک

روش انعطاف‌پذیرتری است که می‌تواند اندازه پنجره را بطور دلخواه در حوزه فرکانس و زمان تغییر دهد. موج به عنوان یک تابع متغیر در حوزه زمان یا فضا تعریف می‌شود.

تحلیل فوریه ← تحلیل موج (یعنی تحلیل بر پایه ی موج سینوس و کسینوس)

موجک به یک موج کوچک اطلاق می‌شود که انرژی متمرکزی در حوزه زمان دارد. بنابراین می‌توان از آن به عنوان ابزاری برای تحلیل حالت گذار، غیرایستان و پدیده‌های زمان متغیر استفاده کرد. موجک دارای کرسی محدود با میانگین صفر و یک نزول سریع و نوسانی نسبت به صفر است.



تبدیل موجک

تابع $\psi(t) \in L^2(\mathbb{R})$و تبدیل فوریه آن $\hat{\psi}(\omega)$ را در نظر بگیرید. اگر $\psi(t)$ و $\hat{\psi}(\omega)$ در شرایط زیر صدق کنند آنگاه $\psi(t)$ را موجک مادر می‌نامند:

$$\|\psi(t)\| = 1 \quad , \quad \int_{-\infty}^{+\infty} \psi(t)dt = 0 \qquad C_\psi = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{|\hat{\psi}(t)|^2}{\omega} d\omega < \infty$$

توابع پایه در تبدیل موجک، موجک‌های $\psi_{s,p}(t)$ هستند که از روی موجک مادر $\psi(t)$ به دست می‌آیند:

$$\psi_{s,p}(t) = \frac{1}{\sqrt{|s|}} \psi\left(\frac{t-p}{s}\right)$$

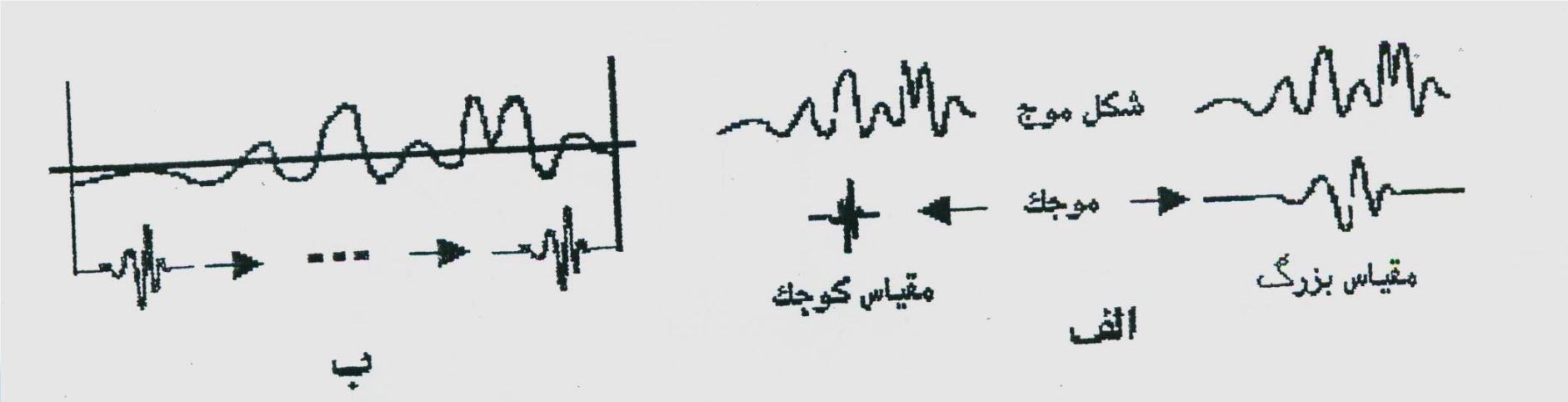
پارامتر مقیاس: s

پارامتر موقعیت (جابجایی): p

موجک با تراکم زیاد: $s \uparrow$

موجک با تراکم کم: $s \downarrow$

تبدیل موجک



تبدیل موجک

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt$$

نتیجه تبدیل فوریه ضرایب $F(\omega)$ هستند که وقتی در توابع پایه سینوسی با فرکانس ω ضرب می‌شوند، مؤلفه‌های سازنده سیگنال اصلی حاصل می‌شود.

$$C(s,p) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t)\bar{\psi}_{s,p}(t)dt = \langle f(t), \psi_{s,p}(t) \rangle$$

نتیجه تبدیل موجک، تعدادی ضرایب موجک C است که تابعی از موقعیت p و مقیاس s هستند. ضرب ضرایب C در موجک‌های شیفت داده شده و مقیاس شده متناظر، مؤلفه‌های سازنده سیگنال اصلی را تولید می‌کند.

بنابراین همانگونه که تبدیل فوریه شکستن تابع به موج‌های سینوسی با فرکانس‌های مختلف است، تبدیل موجک شکستن سیگنال به وزن‌های شیفت داده شده و مقیاس شده از موجک مادر است.

تبدیل موجک

تبدیل موجک پیوسته:

$$C(s,p) = W_{\psi}^{x}(s,p) = \frac{1}{\sqrt{s}} \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)\bar{\psi}(\frac{t-p}{s})\, dt$$

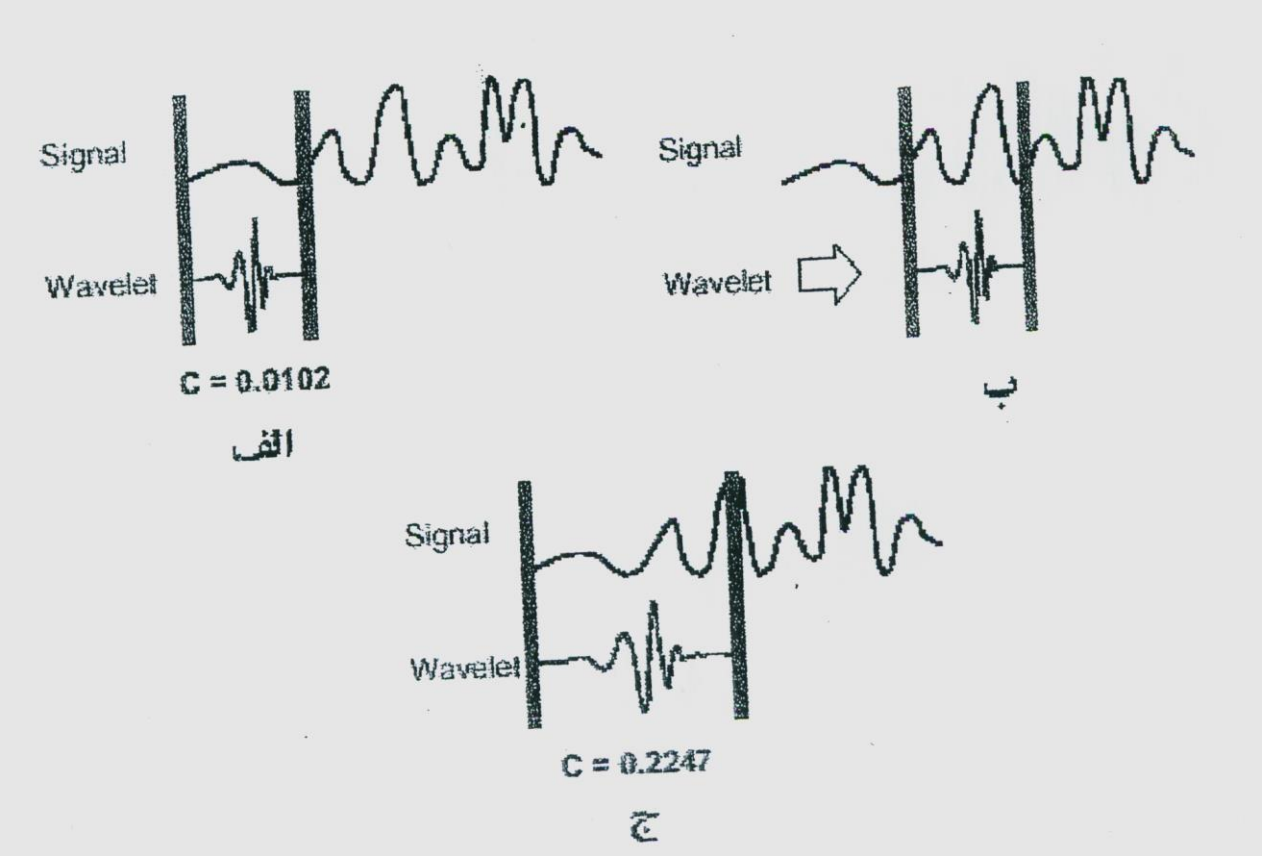
$$= \frac{1}{\sqrt{s}} \langle \psi \left(\frac{t-p}{s} \right), x(t) \rangle$$

تبدیل موجک

گام‌های تبدیل موجک:

- انتخاب یک موجک و مقایسه آن با شروع سیگنال اصلی
- محاسبه ضریب موجک C، مقدار C میزان شباهت موجک با آن قسمت از سیگنال را مشخص می‌کند. هرچه عدد حاصل شده بزرگتر باشد نشان دهنده شباهت بیشتر است.
- جابجا کردن موجک در سراسر شکل و تکرار گام یک و دو تا جایی که تمام سیگنال را پوشش دهد.
- مقیاس کردن موجک و تکرار گام‌های یک تا سه (تغییر دادن مقیاس موجک و تکرار مراحل فوق)
- تکرار گام ۱ تا ۴ روی تمام مقیاس‌ها (زمان- مقیاس- ضرایب: ابعاد شکل سه بعدی تبدیل موجک)

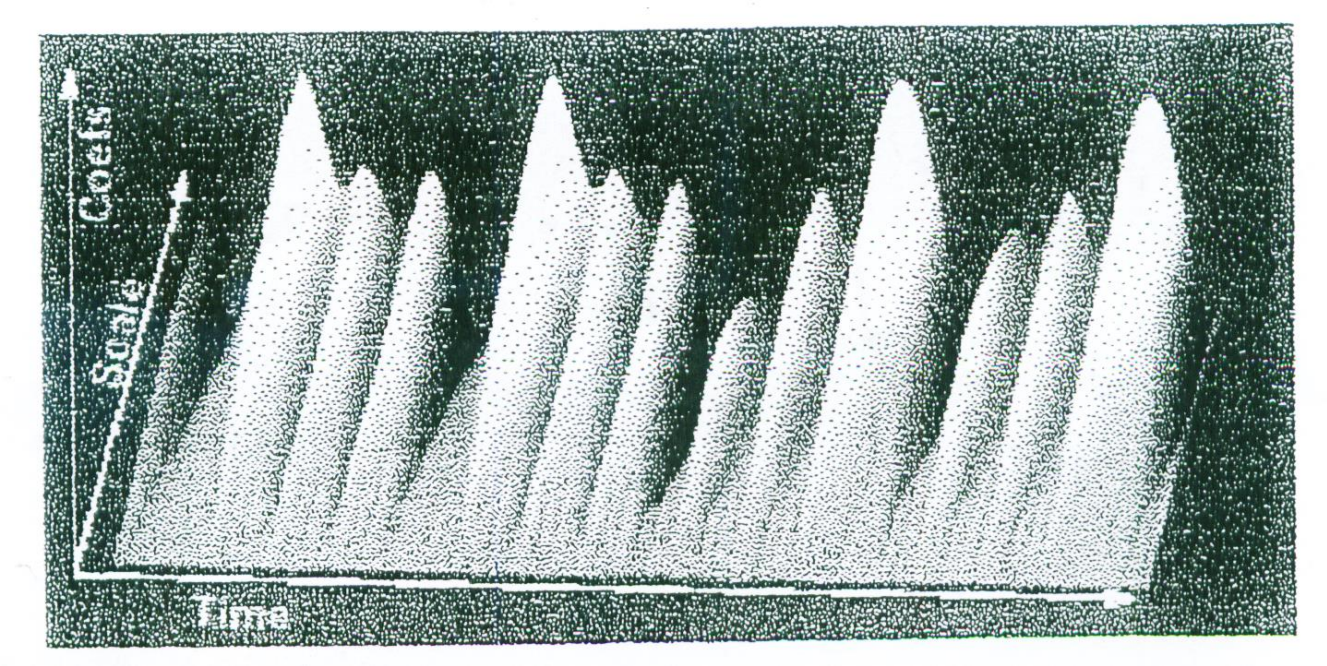
تبدیل موجک


Signal
Wavelet
C = 0.0102
الف
Signal
Wavelet
ب
Signal
Wavelet
C = 0.2247
ج

تبدیل موجک

مشاهده می‌شود که تبدیل موجک پیوسته افزونگی زیادی در ضرایب موجک ایجاد می‌کند و این کمک می‌کند تا بازسازی سیگنال از روی ضرایب آن با دقت و بدون ناپایداری انجام شود.

$$x(t)=\frac{1}{\int_{-\infty}^{+\infty}\frac{\left|\hat{\psi}(\omega)\right|^2}{\omega}d\omega}\int_{-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty}W_{\psi}^{x}(s,p)\left\{\frac{1}{|s|^{1/2}}\psi\left(\frac{t-p}{s}\right)\frac{dsdp}{s^2}\right\}$$



تبدیل موجک گسسته

برای بازسازی کامل سیگنال اصلی به تمام این ضرایب نیاز نیست و می‌توان ضرایب تبدیل را بازای تغییر گسسته‌ی p و s بدست آورد. بدست آوردن ضرایب تبدیل به ازای تغییرات گسسته‌ی p و s را تبدیل موجک گسسته (DWT) می‌نامند.

(با تغییر j مقیاس و با تغییر k شیفت عوض می گردد)

$$s = s_0^j \qquad p = s_0^j\, p_0 k \qquad j, k \in \mathbb{Z}$$

انتخاب مقیاس و موقعیت دودویی

$$s = 2^{-j} \qquad p = 2^{-j} k$$

معمولاً s_0 و p_0 انتخاب می شوند

$$s_0 = 2^{-1} \qquad p_0 = 1$$

موجک هایی که از موجک مادر بدست می آیند

$$\psi_{j,k}(t) = 2^{j/2}\psi(2^j t - k)$$

تبدیل موجک گسسته

(ψ گسسته نشده و تنها پارامترهای موقعیت و مقیاس انتخابشان گسسته شده است و t همواره پیوسته است)

$$DWT(j,k) = \frac{1}{\sqrt{s_0^j}} \sum_n x[n]\ \psi\left(\frac{n - kp_0 s_0^j}{s_0^j}\right)$$

رابطه بازسازی کلی است یعنی $x(t) = \sum_j \sum_k d_{j,k} 2^{j/2} \psi(2^j t - k)$ بازسازی سیگنال اگر از ابتدا $x[n]$ بوده حال $x[n]$ را می دهد و اگر $x(t)$ بوده که خود $x(t)$ را می دهد.

به بسط فوق (DWT) بسط موجک می‌گویند که ترکیب خطی از توابع پایه است.

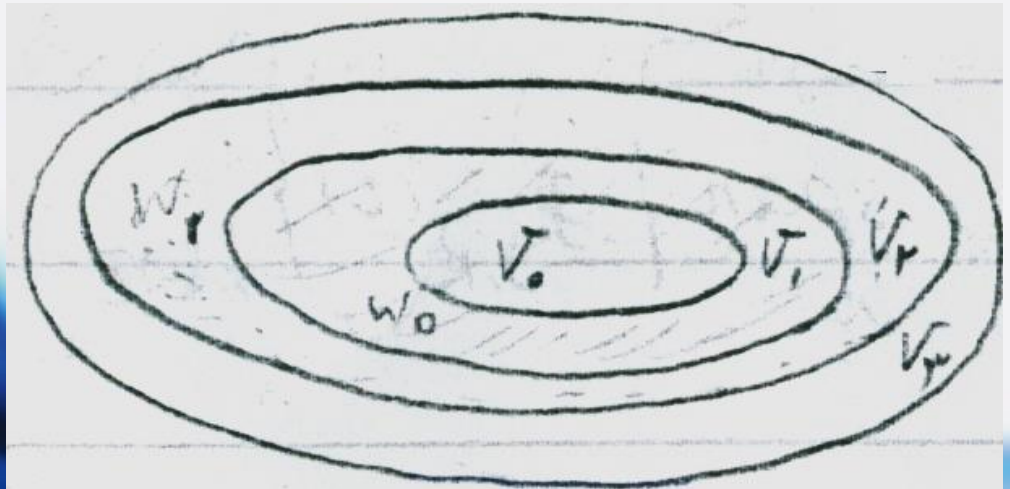
تجزیه سیگنال با وضوح چندگانه(Multi Resolution Analysis)

هدف از تجزیه سیگنال با دقت چندگانه، تقسیم فضای $L^2(\mathbb{R})$ به زیر فضاهای تودرتو است به طوری که هر مؤلفه از تابع $x(t) \in L^2(\mathbb{R})$ در یکی از این زیرفضاها قرار گیرد. این مؤلفه‌ها در واقع تصاویر تابع $x(t)$ در هر کدام از این زیرفضاها می‌باشد.

خواص زیرفضاها:

- $V_j \subset V_{j+1} \subset L^2(\mathbb{R}) \quad \forall j \in \mathbb{Z}$
- $\bigcap_{j\in\mathbb{Z}} V_j = 0 = V_{-\infty}, \qquad \bigcup_{j\in\mathbb{Z}} V_j = L^2(\mathbb{R})$

$V_{-\infty} = \{0\}, \qquad V_{\infty} = L^2(\mathbb{R})$



تجزیه سیگنال با وضوح چندگانه(Multi Resolution Analysis)

- بسته بودن نسبت به تغییر مقیاس و جابجایی

$$x(t) \in V_0 \leftrightarrow x(2^{-j}t) \in V_0$$
$$x(t) \in V_0 \leftrightarrow x(t-k) \in V_0 \qquad k, j \in \mathbb{Z}$$

- وجود تابع مقیاس $\varphi(t) \in V_0$ بطوریکه مجموعه $\{\varphi(t-k), k \in \mathbb{Z}\}$ یک پایه‌ی متعامد را برای V_0 بسازد. به عبارت دیگر زیرفضای V_0 توسط $\varphi(t-k)$ گسترانیده می‌شود.

$$f(t) \in V_0 \rightarrow f(t) = \sum_k a_k \varphi_k(t) \qquad \varphi_k(t) = \varphi(\mathrm{t}-\mathrm{k})$$

تجربه سیگنال با وضوح چندگانه(Multi Resolution Analysis)

- اگر $\varphi(t) \in V_0$ تابع مقیاس باشد در این صورت مجموعه‌ی $\{\varphi_{j,k}(t)\}$ با تعریف زیر یک پایه‌ی متعامد را برای زیرفضای V_j تشکیل می‌دهد:

$$V_j = span_k\{\varphi_{j,k}(t)\}_{k\in\mathbb{Z}} = span_k\left\{2^{j/2}\varphi(2^j t - k)\right\}_{k\in\mathbb{Z}}$$

هر تابع عضو یکی از زیرفضاها را می‌توان به صورت ترکیب خطی مجموع توابع پایه آن فضا یعنی $\varphi_{j,k}$ نوشت.

$$x_j = \sum_{-\infty}^{+\infty} C_{j,k}\,\varphi_{j,k}(t) \qquad x_j(t) \in V_j$$

تجزیه سیگنال با وضوح چندگانه(Multi Resolution Analysis)

نتایج:

چون $\varphi(t) \in V_0$ و $V_0 \subset V_1$ بنابراین $\varphi(t) \in V_1$ و می‌توان آن را بصورت ترکیب خطی از توابع پایه ی V_1 یعنی $\{\sqrt{2}\varphi(2t-k)\}_{k\in\mathbb{Z}}$ نوشت:

$$\varphi(t) = \sqrt{2}\sum_{-\infty}^{+\infty} \tilde{g}\,(k)\varphi(2t-k)$$

بنابراین متغیر تنها k است

وقتی که تابع $x(t)$ که در فضای V_{j+1} قرار دارد به فضای V_j تصویر شود، اطلاعاتی از سیگنال حذف می‌شود. این اطلاعات حذف شده در زیر فضای W_j قرار دارد که مکمل متعامد V_j بوده و بصورت زیر تعریف می‌شود:

$$W_j \oplus V_j = V_{j+1}$$

تجزیه سیگنال با وضوح چندگانه(Multi Resolution Analysis)

می‌توان برای W_0 هم تابع $\psi(\mathrm{t})$ بنام موجک را یافت بطوریکه $\{\psi(t-k)\}_{k\in\mathbb{Z}}$ یک پایه متعامد برای W_0 باشد. پس مجموعه توابع $\{\psi_{j,k}(t)\}_{k\in\mathbb{Z}}$ با تعریف زیر یک پایه متعامد برای W_j می‌باشد.

$$\{\psi_{j,k}(t)\}_{k\in\mathbb{Z}} \triangleq \left\{2^{j/2}\psi(2^j t-k)\right\}$$

نتیجه: چون $W_0 \subset V_1$ پس هر تابع W_0 عضو V_1 است. پس می‌توان $\psi(\mathrm{t}) \in W_0$ را بر حسب پایه‌های V_1 نوشت:

$$\psi(\mathrm{t}) = \sqrt{2}\sum_{-\infty}^{+\infty} \tilde{h}\,(k)\varphi(2t-k)$$

تجزیه سیگنال با وضوح چندگانه(Multi Resolution Analysis)

$$V_{-\infty} \subset \cdots \subset V_{-2} \subset V_{-1} \subset V_0$$
$$W_{-\infty} \oplus \cdots \oplus W_{-1} = V_0$$
$$L^2 = \cdots \oplus W_{-2} \oplus W_{-1} \oplus W_0 \oplus W_1 \oplus W_2 \oplus \cdots$$
$$L^2 = V_0 \oplus W_0 \oplus W_1 \oplus W_2 \oplus \cdots$$
$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} C_0\,(k)\varphi_k(\mathrm{t}) + \sum_{j=0}^{\infty}\sum_{k=-\infty}^{\infty} d(j,k)\psi_{j,k}(t)$$

هر تابع $x(t) \in L^2(\mathbb{R})$ را می‌توان بر اساس تصاویر آن در زیرفضای V_0 و زیرفضای W_j $(j \geq 0)$ نوشت که به آن سری موجک و مقیاس تابع $x(t)$ گویند.

حداقل سطح تجزیه $j = 0$ است.

تجزیه سیگنال با وضوح چندگانه(Multi Resolution Analysis)

در واقع هنگامیکه تابع $x(t)$ که در فضای V_{j+1} قرار دارد به زیرفضای کوچکتر V_j تصویر می‌شود تقریبی از تابع $x(t)$ در V_j قرار می‌گیرد و جزئیاتی از آن حذف می‌شود. این جزئیات حذف شده در فضای W_j قرار می‌گیرد بنابراین اگر تصویر کردن تا زیرفضای V_0 ادامه یابد با استفاده از تقریب $x(t)$ در V_0 و جزئیاتی از $x(t)$ که در زیرفضاهای W_j قرار می‌گیرد، سیگنال $x(t)$قابل بازنویسی است.

تبدیل موجک سریع: در اغلب سیگنال‌ها، محتویات فرکانس پایین قسمت مهم سیگنال و هویت سیگنال را مشخص می‌کند و محتویات فرکانس بالا قسمت‌های ظریف و دقیق سیگنال است.

تجزیه سیگنال با وضوح چندگانه(Multi Resolution Analysis)

هر تابع $x(t) \in L^2(\mathbb{R})$ را می‌توان بر اساس تصاویر آن در زیر فضای V_0 و زیرفضاهای W_j $(j \geq 0)$ نوشت:

$$L^2 = V_0 \oplus W_0 \oplus W_1 \oplus W_2 \oplus \cdots$$

$$x(t) = \underbrace{\sum_{k=-\infty}^{+\infty} C_0(k)\varphi_k(t)}_{\text{تقریبی از تابع}} + \underbrace{\sum_{j=0}^{\infty}\sum_{k=-\infty}^{\infty} d(j,k)\psi_{j,k}(t)}_{\text{جزئیات تابع}}$$

تغییر j= تغییر زیر فضا، تغییر k = تغییر توابع پایه در مقیاس $x(t)$

سری موجک و مقیاس تابع $x(t)$

تجزیه کردن یک سیگنال به زیرفضاها و تصاویرش

تجزیه سیگنال با وضوح چندگانه(Multi Resolution Analysis)

هنگامی که سیگنال $x(t)$ که در فضای V_j قرار دارد به فضای V_{j-1} تصویر می‌شود، تصویر $x(t)$ در V_{j-1} تقریب تابع و بخش‌هایی از آن که در مکمل V_{j-1} یعنی W_{j-1} قرار می گیرد جزئیات سیگنال نامیده می‌شود. در واقع V_{j-1} شامل مؤلفه‌های فرکانس پایین $x(t)$ و W_{j-1} شامل مؤلفه‌های فرکانس بالا از $x(t)$ است. لذا تصویر کردن $x(t)$ از V_j به V_{j-1} شبیه به آن است که $x(t)$ از فیلتر پایین گذر $g[n]$ عبور کند و تصویر $x(t)$ در W_{j-1} مانند آن است که $x(t)$ از فیلتر بالاگذر $h[n]$ عبور نماید.

$$y[n] = \sum_{k=0}^{N-1} h[k]x[n-k]$$

$h[k]$: پاسخ ضربه فیلتر

تجزیه سیگنال با وضوح چندگانه(Multi Resolution Analysis)

تابع مقیاس:

$$\varphi(t') = \sum_n \tilde{g}(n)\sqrt{2}\varphi(2t' - n)$$

تغییر متغیر: $t' = 2^j t - k$

$$\varphi\left(2^j t - k\right) = \sum_n \tilde{g}(n)\sqrt{2}\varphi(2\left(2^j t - k\right) - n)$$

$$= \sum_n \tilde{g}(n)\sqrt{2}\varphi(2^{j+1}t - 2k - n)$$

تغییر متغیر: $m = 2k + n$

$$\varphi\left(2^j t - k\right) = \sum_m \tilde{g}(m - 2k)\sqrt{2}\varphi\left(2^{j+1}t - m\right)$$ (رابطه *)

تجزیه سیگنال با وضوح چندگانه(Multi Resolution Analysis)

فرض کنید $f(t) \in V_{j+1}$ بنابراین:

$$f(t) = \sum_k C_{j+1}(k) 2^{\frac{(j+1)}{2}} \varphi\left(2^{j+1}t - k\right)$$

تصویر در V_j و W_j:

$$f(t) = \underbrace{\sum_k C_j(k) 2^{j/2} \varphi\left(2^j t - k\right)}_{} + \underbrace{\sum_k d_j(k) 2^{j/2} \psi\left(2^j t - k\right)}_{}$$

معمولاً توابع پایه $\psi_{j,k}$ و $\varphi_{j,k}$ را بصورت متعامد انتخاب می کنند.

بنابراین:

$$C_j(k) = \langle f(\mathrm{t}), \varphi_{j,k}(t) \rangle = \int f(t) 2^{j/2} \varphi\left(2^j t - k\right) dt$$

$$d_j(k) = \langle f(\mathrm{t}), \psi_{j,k}(t) \rangle = \int f(t) 2^{j/2} \psi\left(2^j t - k\right) dt$$

تجزیه سیگنال با وضوح چندگانه(Multi Resolution Analysis)

* جایگذاری از طریق رابطه

$$C_j(k) = \sum_m \tilde{g}(m-2k) \int f(t) 2^{(j+1)/2} \varphi\left(2^{j+1}t - m\right) dt$$

تغییر متغیر: $m - 2k = -m'$

$$C_j(k) = \sum_{m'} \tilde{g}(-m')\, C_{j+1}(2k - m')$$

$$C_j(k) = \sum_{m'} g(m')\, C_{j+1}(2k - m') \qquad g(m') \triangleq \tilde{g}(-m')$$

$$d_j(k) = \sum_m \tilde{h}(m-2k)\, C_{j+1}(\mathrm{m})$$

تجزیه سیگنال با وضوح چندگانه(Multi Resolution Analysis)

مشاهده می‌شود که $\tilde{g}$ و $\tilde{h}$ نقش یک فیلتر را بازی می‌کند بطوریکه ضرایب تبدیل در سطح $j+1$ این فیلترها وارد می‌شود و ضرایب تبدیل در سطح j را نتیجه می‌دهد.

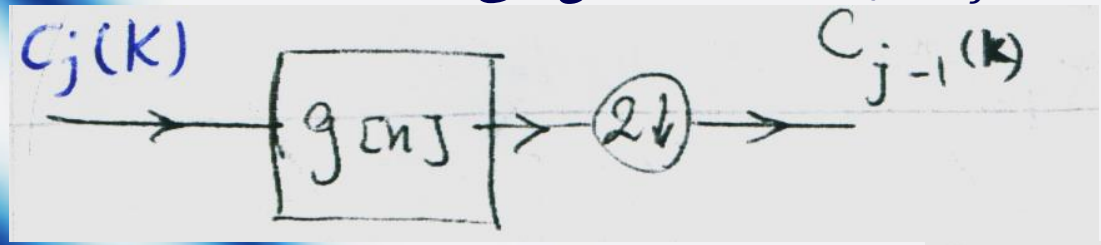
پاسخ فرکانسی $\tilde{g}[n]$ و $\tilde{h}[-n]$ نشان می‌دهد که $\tilde{g}[n]$ نقش یک فیلتر پایین گذر و $\tilde{h}[n]$ نقش یک فیلتر بالاگذر را ایفا می‌کند. $\tilde{g}[n]$ بصورت یک فیلتر پایین گذر، مؤلفه‌های فرکانس پایین یا همان تقریب سیگنال را می‌دهد و $\tilde{h}[n]$ بصورت فیلتر بالاگذر جزئیات فرکانس بالای سیگنال را جدا می‌کند.

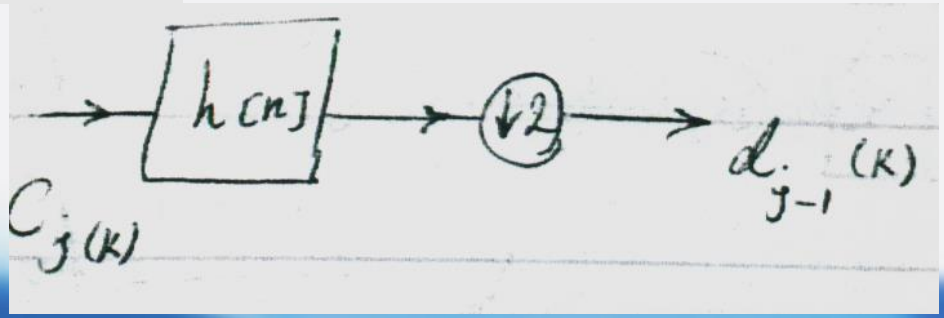
تجزیه سیگنال با وضوح چندگانه(Multi Resolution Analysis)

در نمونه‌برداری رو به پایین، سیگنال $x[n]$ بعنوان ورودی در نظر گرفته می‌شود و خروجی $y[n] = x[2n]$ را نتیجه می‌دهد. در واقع نمونه‌های سیگنال بصورت یک در میان حذف می‌شود.

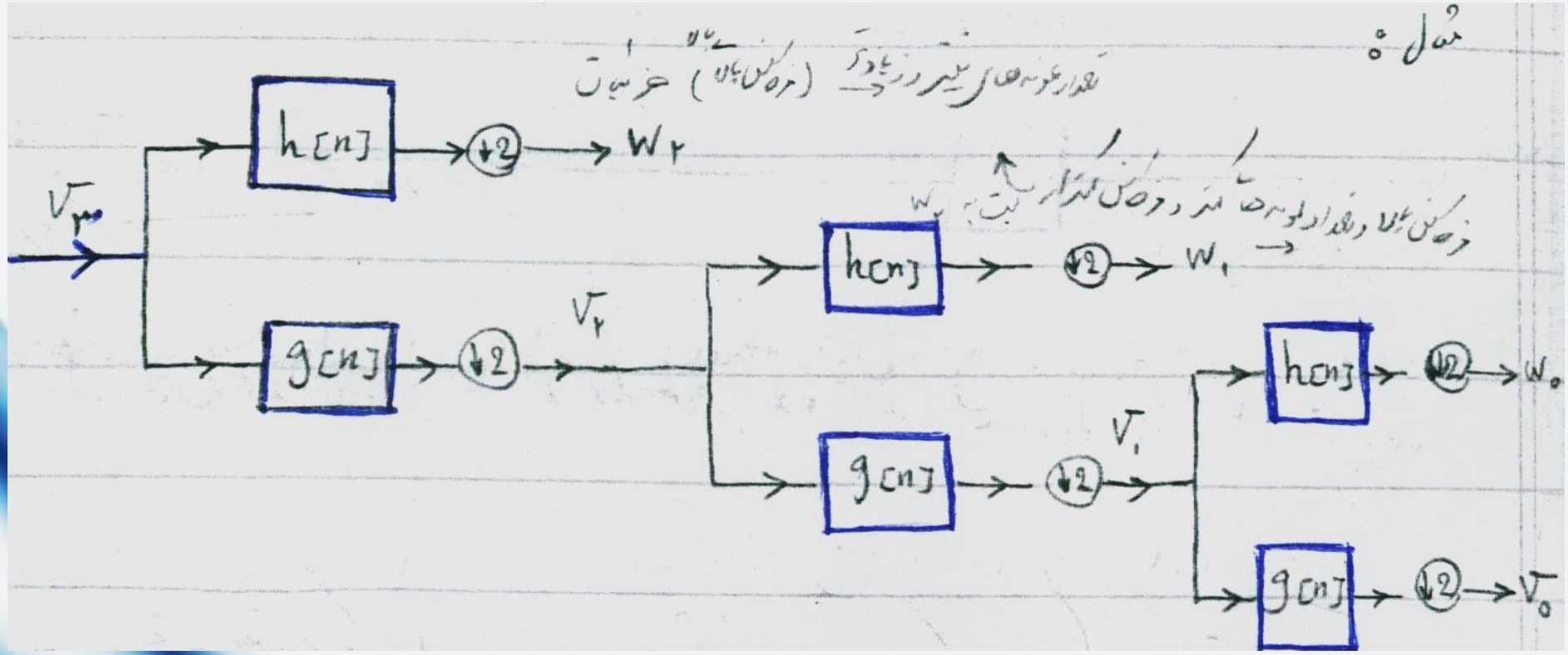
اگر سیگنال $x(t)$ در فضای V_j و بصورت $C_j(\mathrm{k})$ باشد و بخواهیم تصویر آن به فضای V_{j-1} که دقت آن نسبت به V_j یک مرتبه پایین‌تر است را به دست آوریم باید $x(t)$ از فیلتر پایین گذر $\tilde{g}[-n] = g[n]$ عبور داده شده و نرخ نمونه برداری به اندازه ی ۲ کاهش یابد.

بعلاوه جزئیات سیگنال که در فضای W_{j-1} قرار دارد حاصل می‌شود





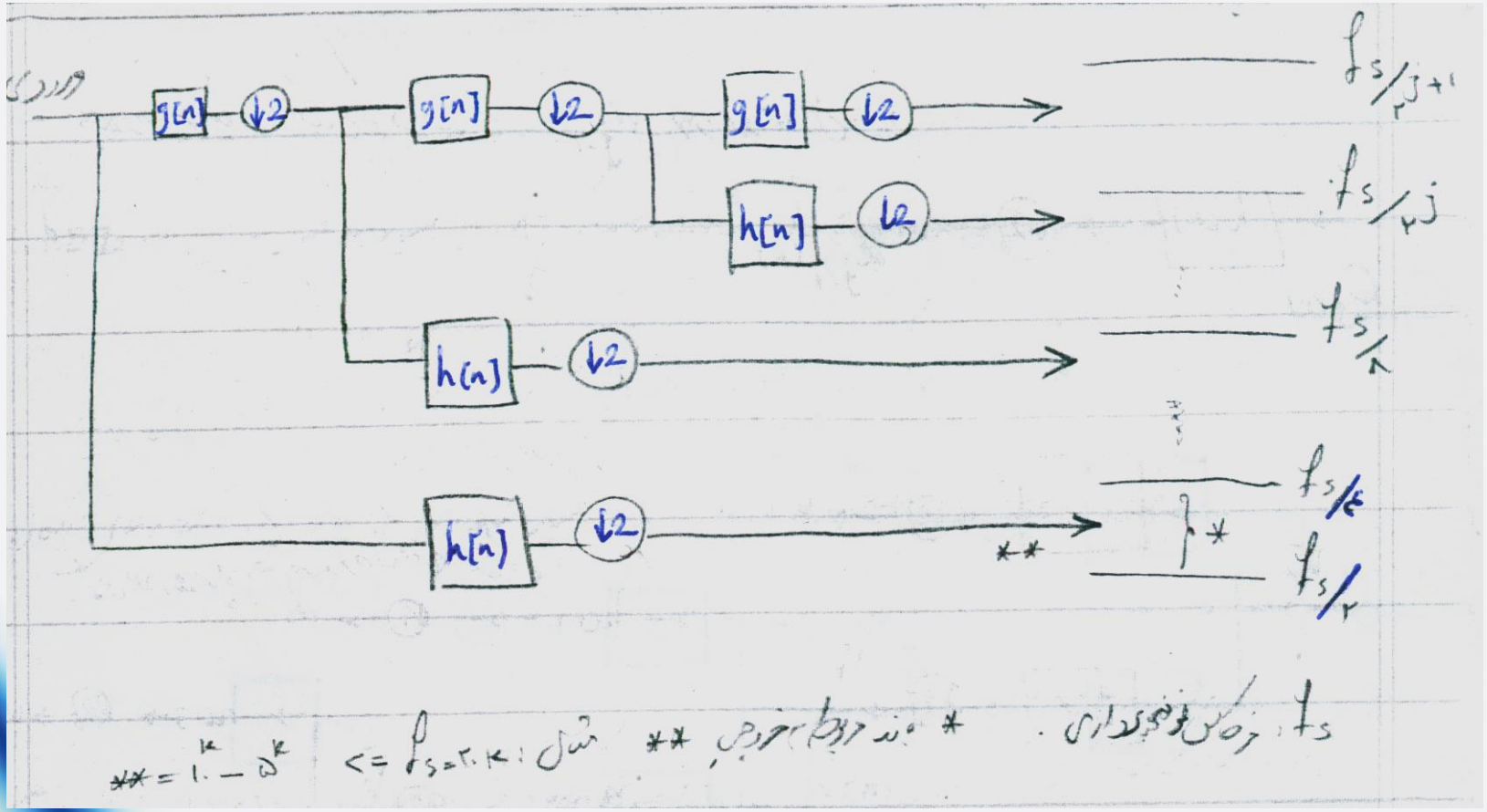
تجزیه سیگنال با وضوح چندگانه(Multi Resolution Analysis)



تجزیه سیگنال با وضوح چندگانه(Multi Resolution Analysis)

این تبدیل وضوح زمانی را نیز حفظ می‌کند زیرا اطلاعات فرکانس بالا که دارای ساختار گذرا هستند با تعداد نقاط بیشتر و با دقت بیشتر به نمایش درمی‌آیند و فرکانس‌های پایین که معمولاً در سراسر سیگنال حضور دارند و زمان وقوع آنها چندان اهمیت ندارند با تعداد نقاط کمتر به نمایش در می‌آیند که معادل کاهش دقت در زمان است.

تجزیه سیگنال با وضوح چندگانه(Multi Resolution Analysis)



تبدیل موجک

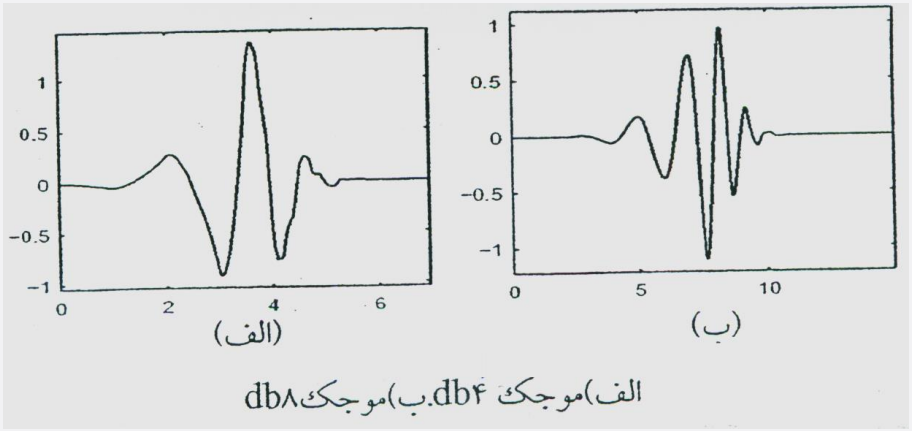
برای تجزیه و تحلیل موجک در ابتدا باید دو موضوع مشخص شود:
الف) موجک مادری که تجزیه و تحلیل توسط آن صورت می‌پذیرد.
ب) تعداد سطوح تجزیه که مورد استفاده قرار می گیرد.
انتخاب موجک مادر: نوع و میزان کاربرد یک موجک مادر، با توانایی آن موجک در بوجود آوردن ضرایب غیر صفر مرتبط است.
تعداد ضرایب غیر صفر در فشرده سازی اطلاعات، سرعت محاسبات و نویززدایی تأثیر دارد. در انتخاب موجک مادر باید به این نکته توجه کرد که حداکثر تعداد ممکن از ضرایب موجک صفر یا نزدیک به صفر باشد. اگر ضرایب موجک در سطوح تجزیه بالا کوچک باشند، ضرایب موجک زیادی قابل صرف نظر می‌باشند. تعداد ضرایب قابل صرفنظر اغلب به رگولاتیه سیگنال، ممان‌های صفر شونده و طول کرسی موجک مادر مرتبط است.

تبدیل موجک

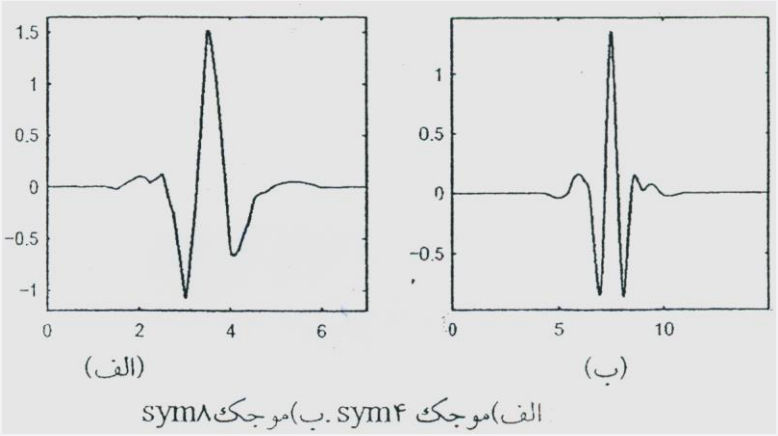
معرفی چند موجک مادر:

موجک دابشیدز	$db\ n$ (n مرتبه موجک)
موجک سیملت	$Sym\ n$
موجک کیفیلت	$Coif\ n$
موجک مورلت	$morl\ n$

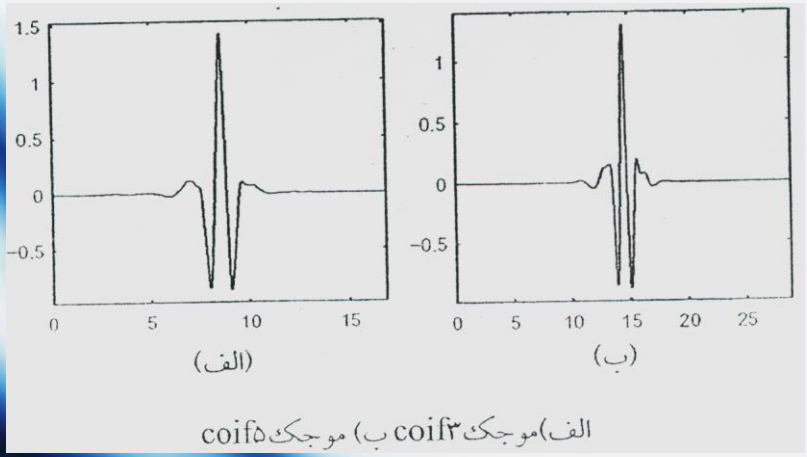
تبدیل موجک



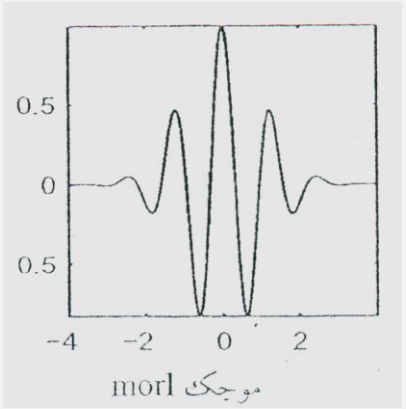
الف)موجک db۴.ب)موجک db۸



الف)موجک sym۴ .ب)موجک sym۸



الف)موجک coif۳ ب) موجک coif۵



موجک morl

IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY, VOL. 21, NO. 4, OCTOBER 2006 1989

A Novel Wavelet-Based Algorithm for Discrimination of Internal Faults From Magnetizing Inrush Currents in Power Transformers

Jawad Faiz, *Senior Member, IEEE*, and S. Lotfi-Fard, *Student Member, IEEE*

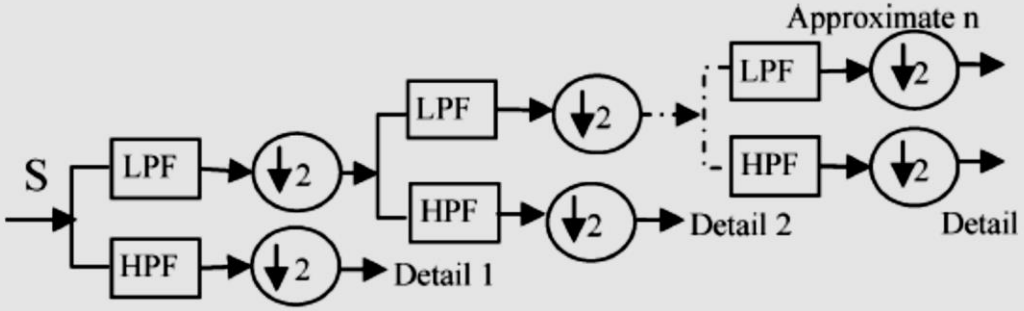


Fig. 1. Implementation of DWT.

TABLE I
FREQUENCY LEVELS OF WAVELET FUNCTION COEFFICIENTS

Wavelet analysis	Frequency components Hz
D1	2500-5000
D2	1250-2500
D3	625-1250
D4	312.5-625
D5	156.25-3125.5
D6	78.125-156.25
D7	39.06-78.125
A7	0-39.06

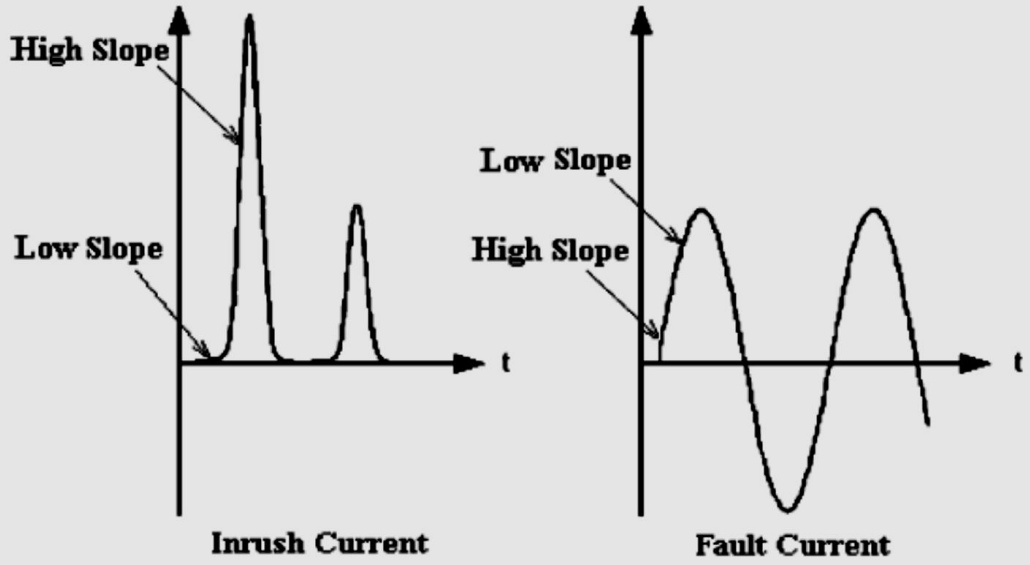
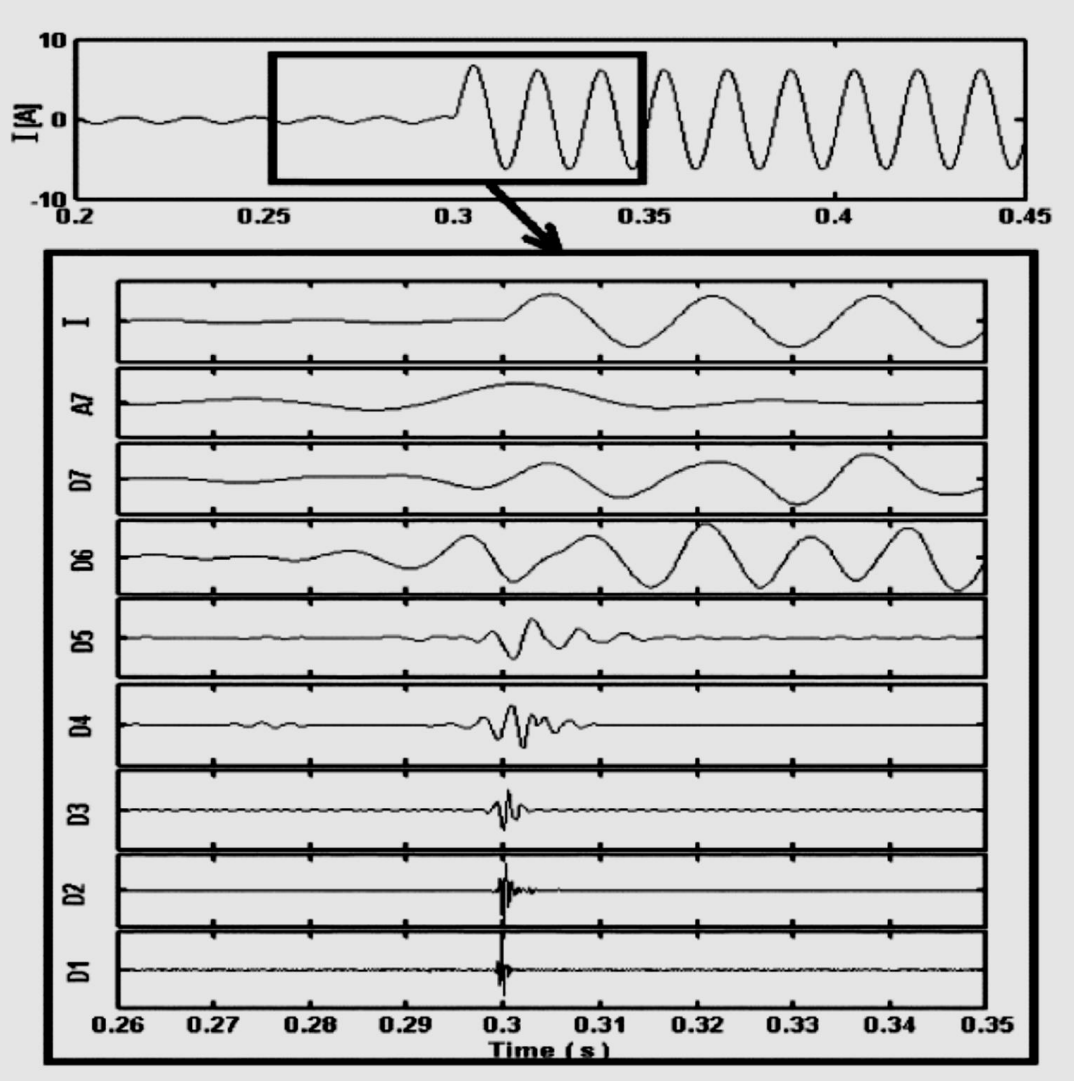
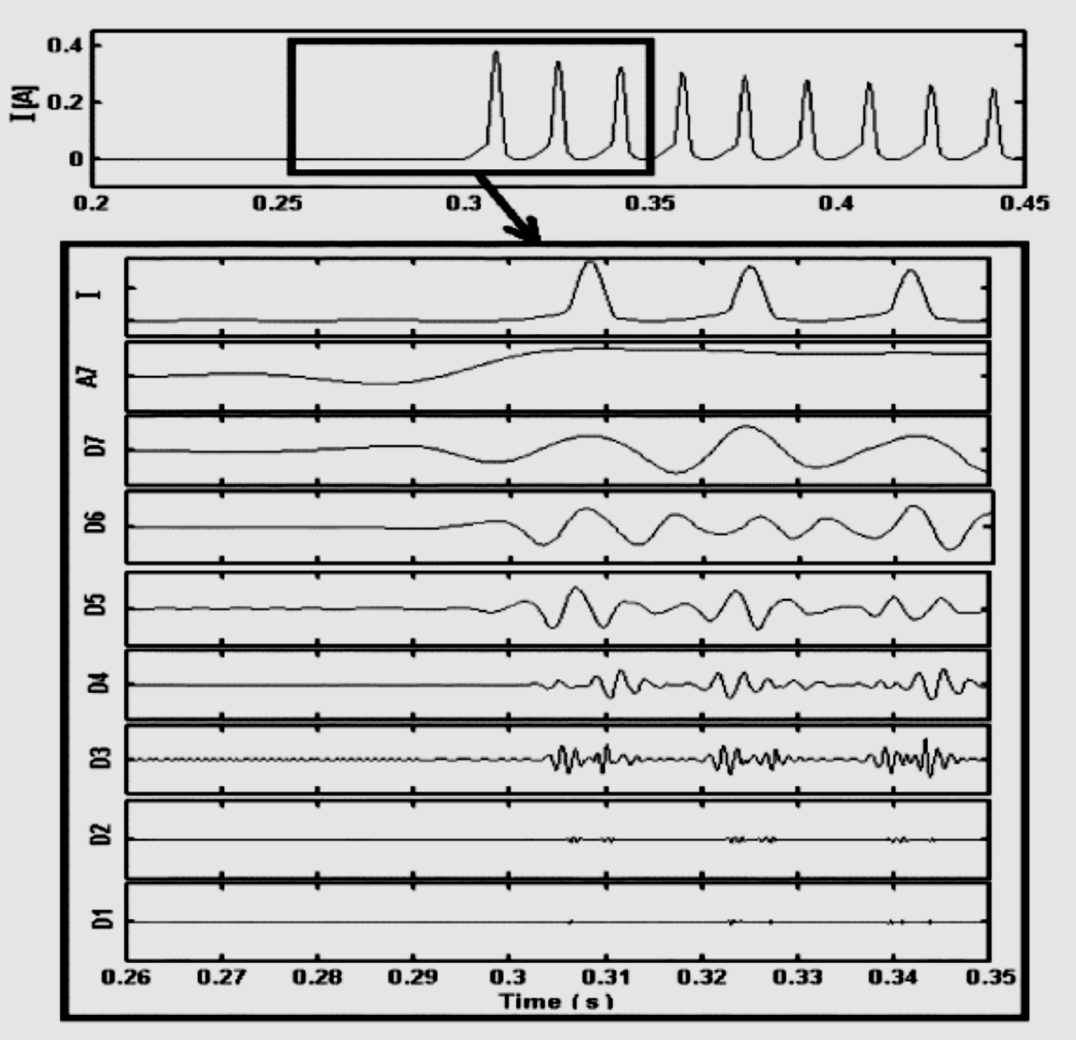


Fig. 2. Different behavior of fault and inrush current.


10
0
-10
I [A]
0.2
0.25
0.3
0.35
0.4
0.45
I
A7
D7
D6
D5
D4
D3
D2
D1
0.26
0.27
0.28
0.29
0.3
0.31
0.32
0.33
0.34
0.35
Time (s)


I [A]
0.4
0.2
0
0.2
0.25
0.3
0.35
0.4
0.45
I
A7
D7
D6
D5
D4
D3
D2
D1
0.26
0.27
0.28
0.29
0.3
0.31
0.32
0.33
0.34
0.35
Time (s)

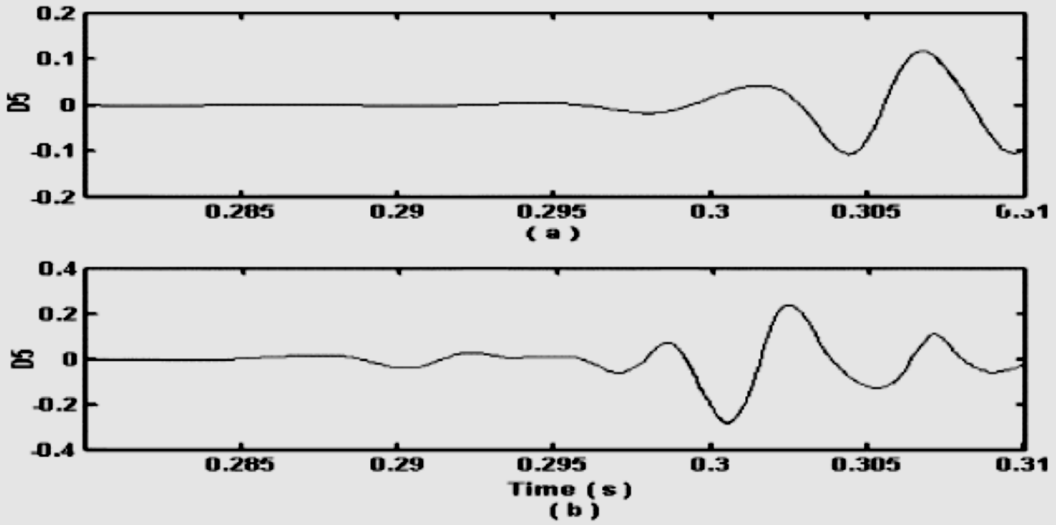
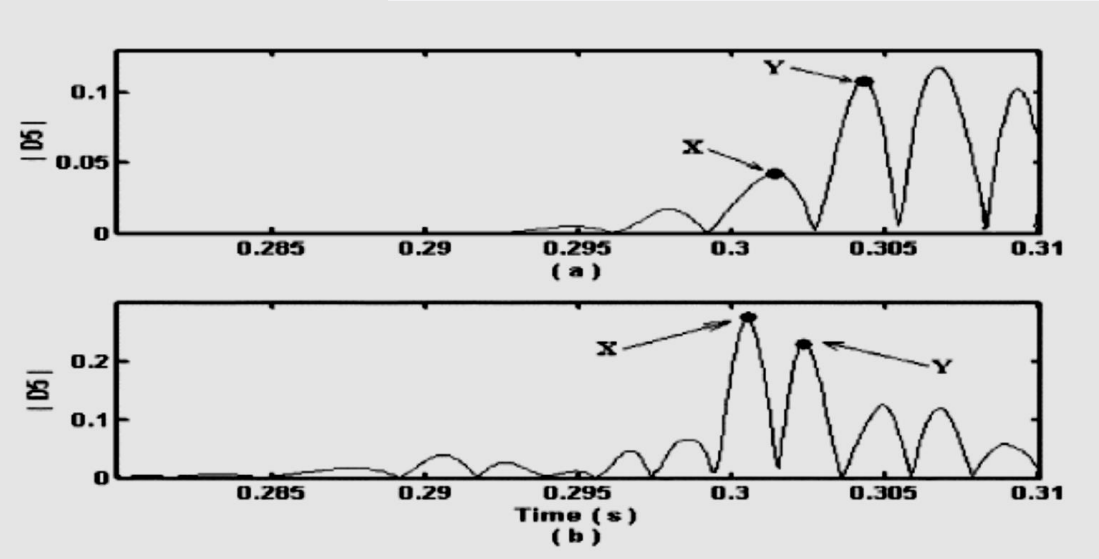
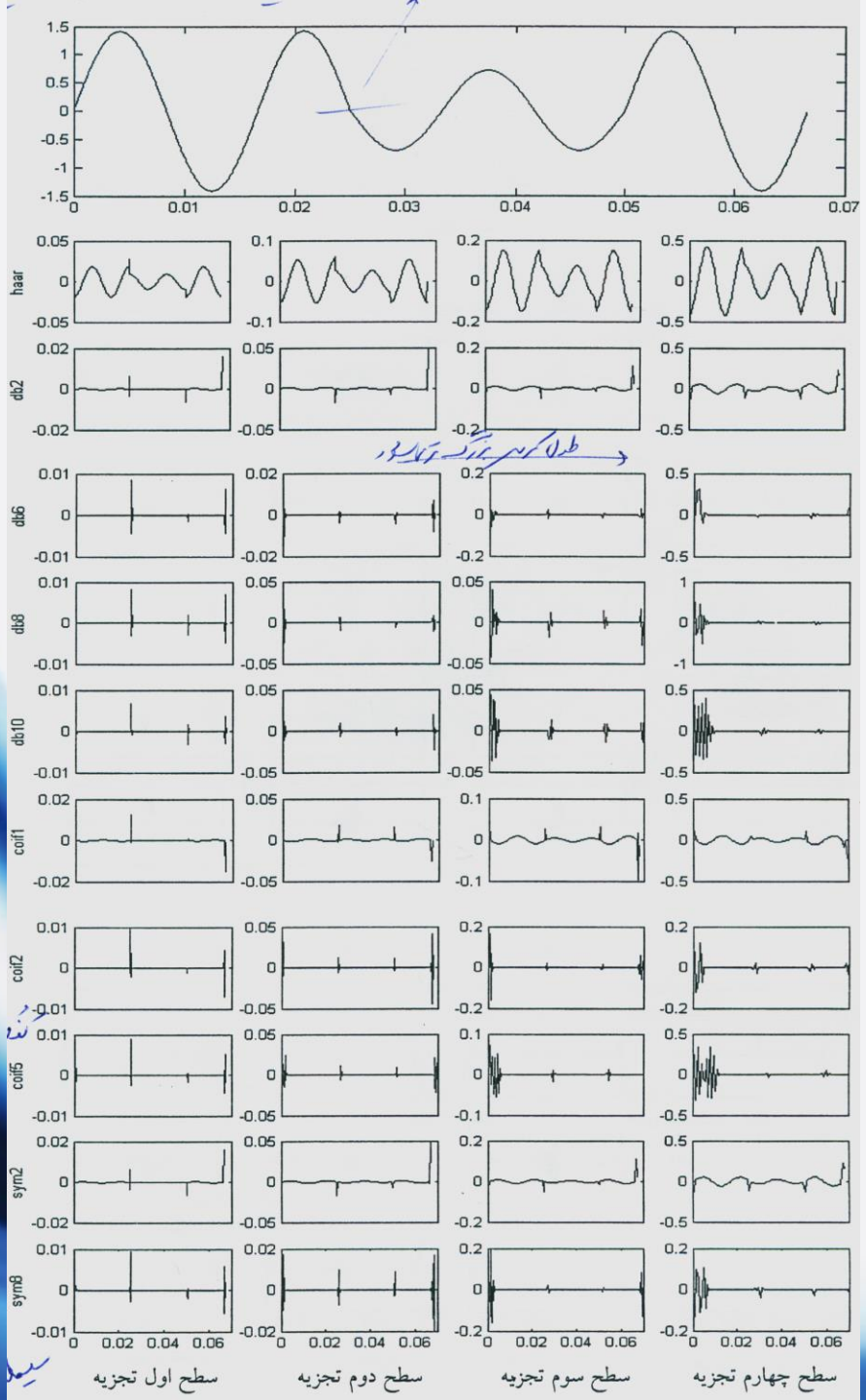


Fig. 5. (a) Inrush current and (b) internal fault current in D5.





در این شکل ده نوع موجک مادر در نظر گرفته شده است وتقسیم بندی تا ۴ سطح را پیش برده است و بررسی کرده است که دسته‌بندی انواع پدیده‌ها با کدام موجک صورت می گیرد.

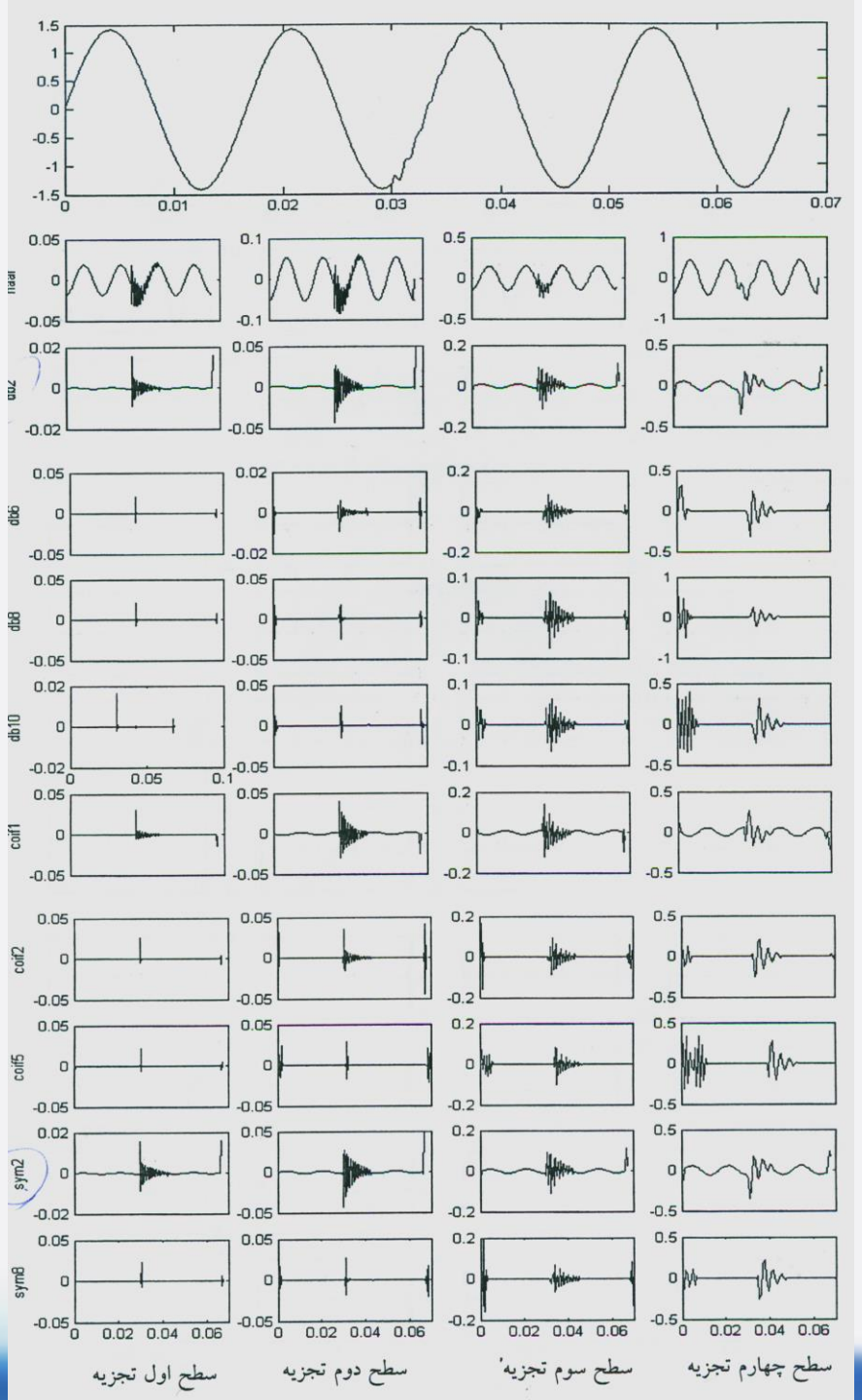
نکات:

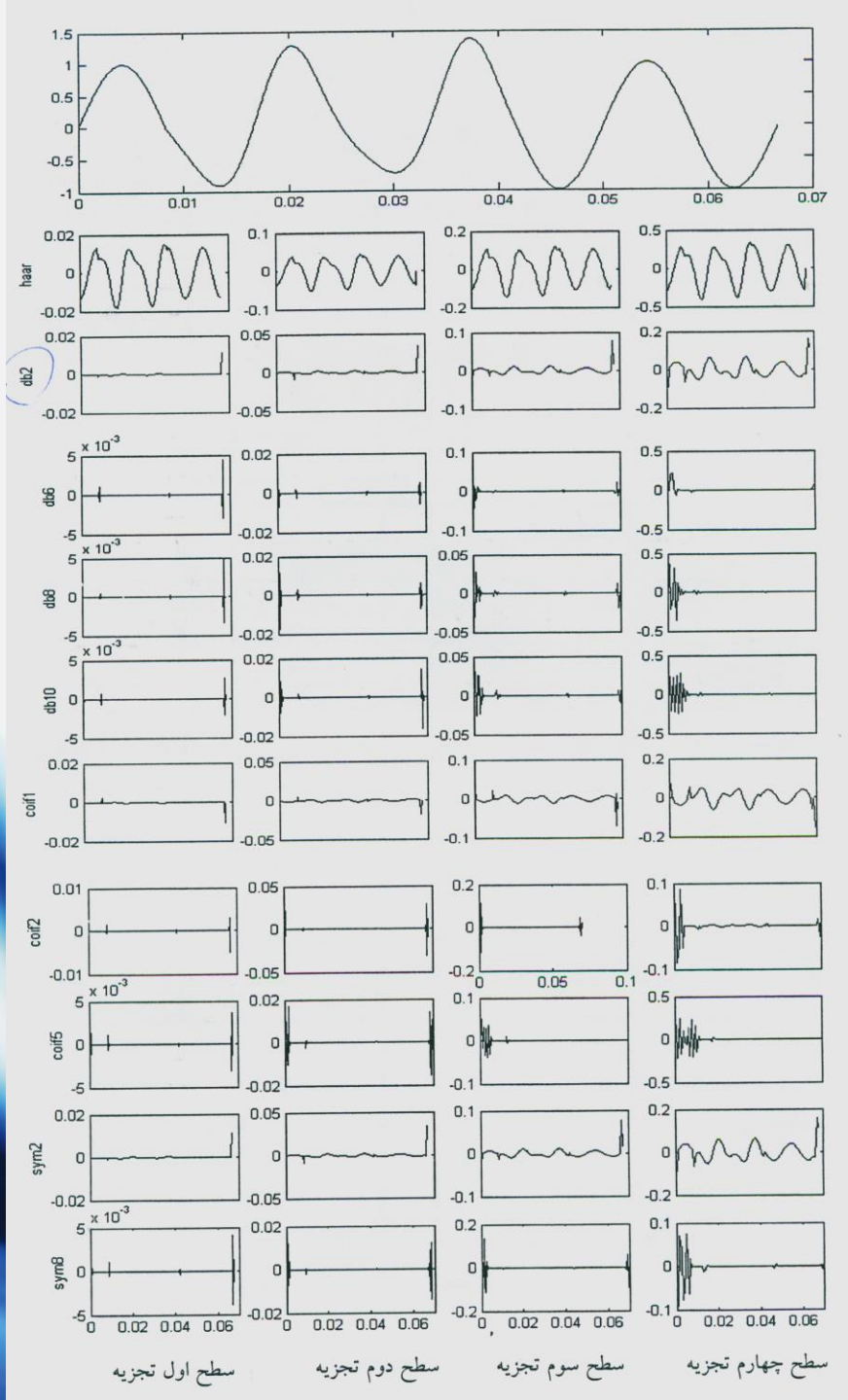
هرچه قدر مرتبه ی موجک بالاتر می‌رود تعداد ضرایب موجک در سطح جزئیات بیشتر می‌شود.

دامنه در سطح تجزیه بالاتر بیشتر است چراکه هرچه به سمت هموار می‌رویم طول کرسی بیشتر شده و ضرایب موجک افزایش می‌یابند.

نقطه شروع و نقطه انتهایی را می‌توانیم در همان سطح اول تشخیص دهیم.

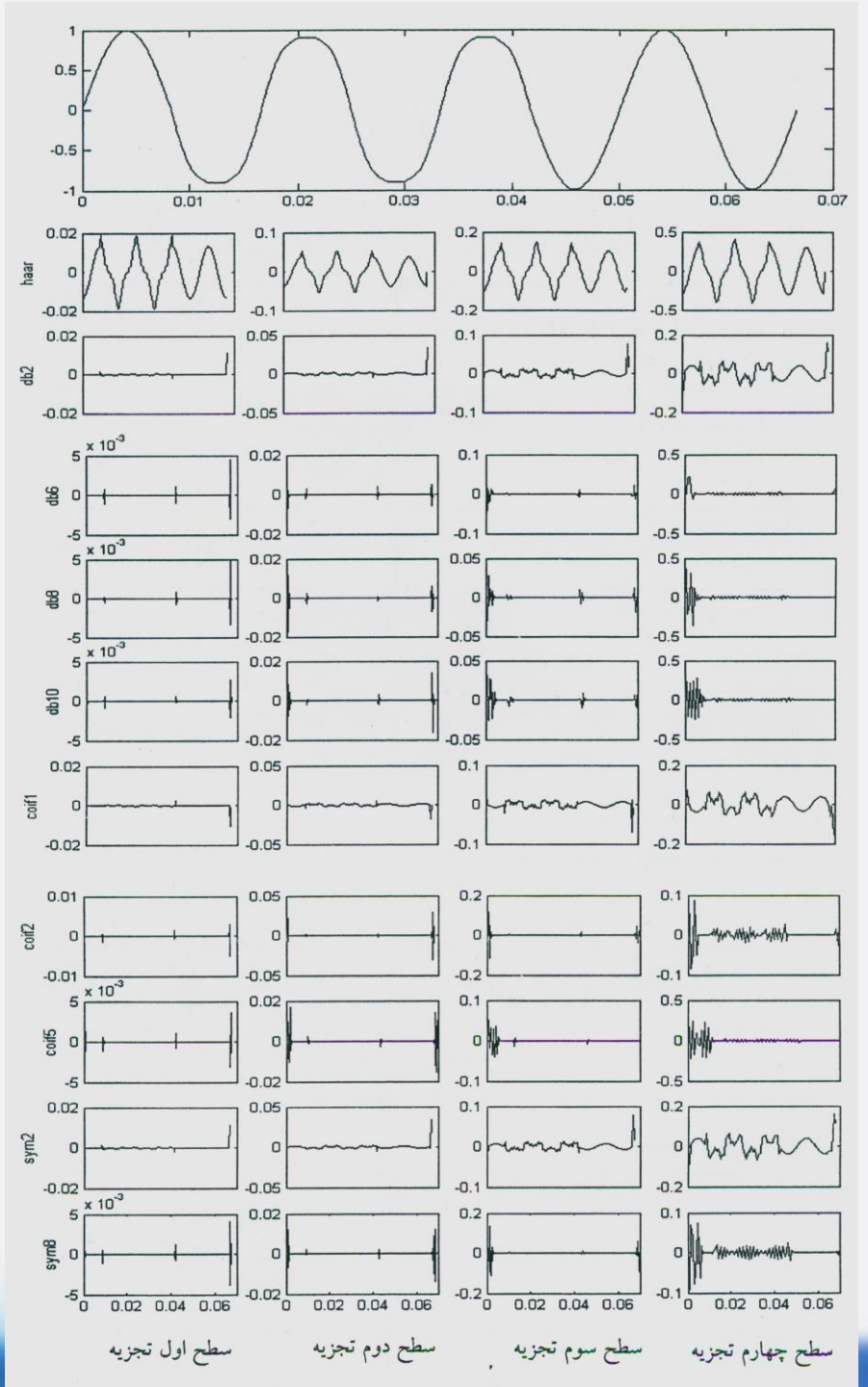
موجک دابشیدز ۲ به دلیل اینکه طول کرسی کوچکی دارد این نوع اختلال را به خوبی تشخیص می‌دهد. نقاط ابتدا و انتها را نیز خوب معین می کند.

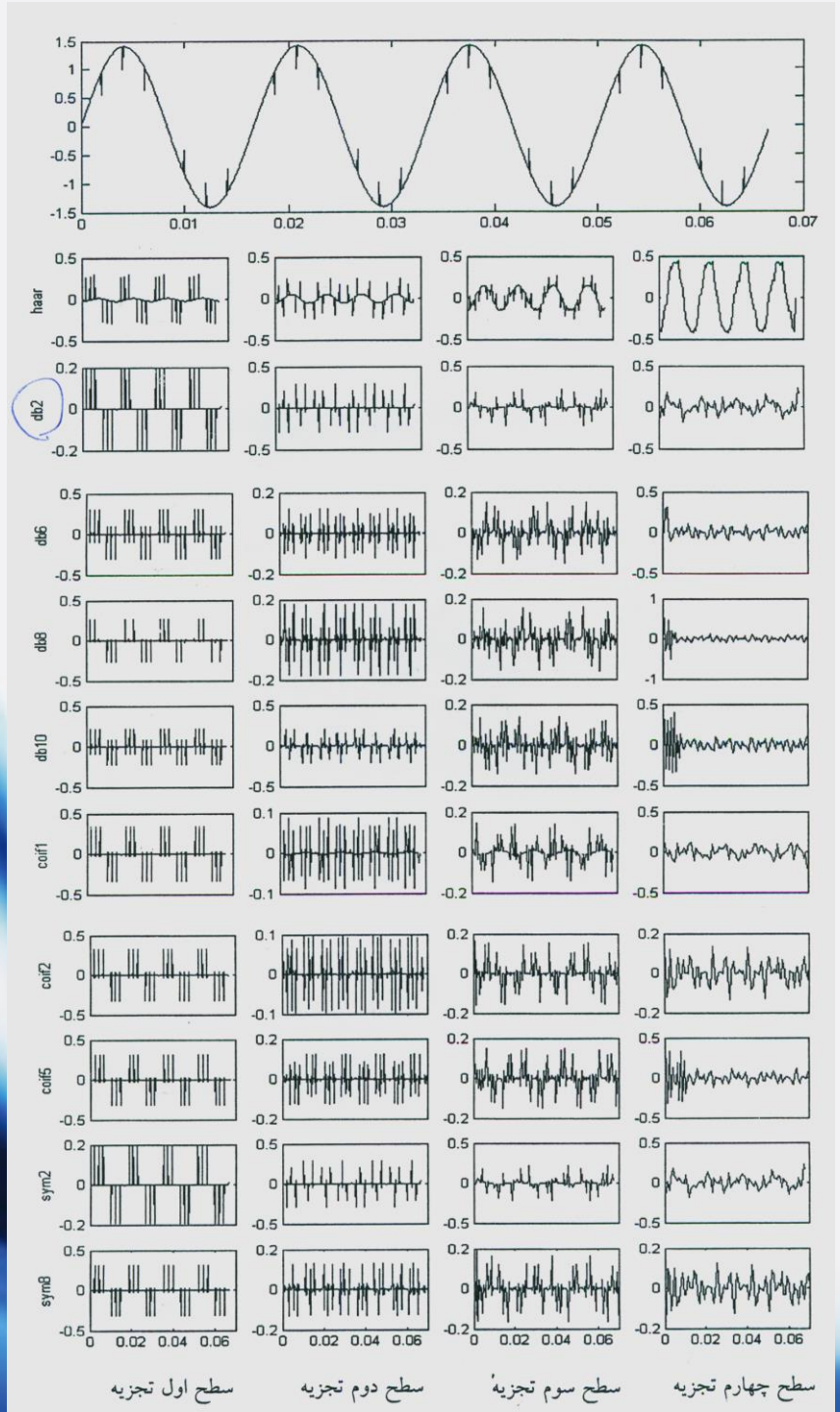




موجک‌های با طول کرسی کم فلیکر را نمی‌توانند تشخیص دهند. در این مورد باید با موجک‌های با طول کرسی بزرگ استفاده شود تا فرکانس‌های کم را تشخیص دهد.

هارمونیک‌ها با طول کرسی کوچکتر این اغتشاش را به راحتی تشخیص می‌دهند.





تمام موجک‌ها می‌توانند شکاف را تشخیص دهند. اما با توجه به اینکه شکاف متناوباً تکرار می‌شود هرچه طول کرسی کمتر باشد، تشخیص این نوع اختلال بهتر صورت می گیرد.