

Armónicas de Sintonía y de Resonancia Paralelo

Introducción

En algunas tarifas se determina el factor de potencia (fp) promedio del período de facturación y si este es inferior a 0.90 se hace un cargo por bajo factor de potencia, si es superior a 0.9 se hace una bonificación. Así es que para evitar recargos por bajo fp es necesario que éste sea igual o mayor a 90 % [1].

La utilización de bancos de capacitores para corregir el factor de potencia es una práctica ampliamente conocida en la industria, sin embargo, no siempre se realiza de manera apropiada. Los capacitores y la reactancia de corto circuito forman una conexión paralelo con una frecuencia de resonancia. Si la carga es senoidal, no hay riesgo de excitar la frecuencia de resonancia. La corriente de cargas no-senoidales puede contener una corriente armónica que coincida con la frecuencia de resonancia y esto da lugar a sobrecorrientes en los capacitores y voltajes con alta distorsión.

En las secciones se explica que al corregir el factor de potencia mediante capacitores y mediante filtros paralelo sintonizados a una frecuencia ocurre una resonancia paralelo. Se presentan pruebas para determinar en campo las armónicas de resonancia paralelo y de sintonía del filtro.

II. Resonancia paralelo.

La figura No. 1 ilustra un pequeño sistema de potencia que alimenta a una carga no lineal que tiene un factor de potencia de desplazamiento bajo y para evitar el recargo por bajo factor de potencia se han agregado capacitores.

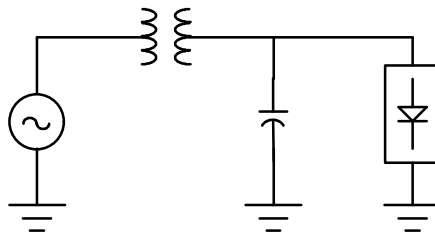
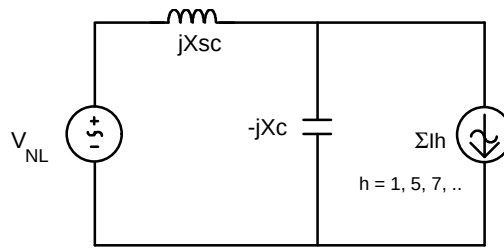
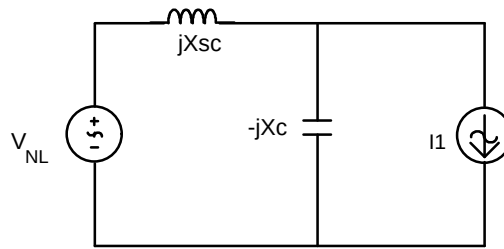


Figura No. 1. Diagrama unifilar de un sistema de potencia pequeño.

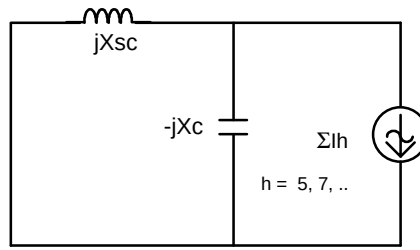
El circuito de la figura No. 1 se puede representar como lo ilustra la figura No. 2 (a). La carga de este circuito se representa mediante la suma de fuentes de corriente (una componente de 60 Hz y las corrientes armónicas). La reactancia de dispersión del transformador se combina con la de corto circuito antes del transformador y se obtiene X_{sc} en secundario del transformador.



(a) Circuito original



(b) Circuito de 60 Hz



(c) Circuito de armónicas de 60 Hz

Figura No. 2. Circuito equivalente del diagrama unifilar de un sistema de potencia pequeño.

En la figura 2 (a) hay fuentes de 60 Hz (la fuente de voltaje del suministro y la componente de 60 Hz de la corriente de carga) y fuentes de frecuencias múltiplos de 60 Hz (las armónicas de la carga no senoidal). Dado que X_c y X_{sc} son lineales, podemos aplicar el principio de superposición para obtener la respuesta del circuito. Con el circuito de la figura 2 (b) se obtiene la respuesta de 60 Hz y con el de la figura 2 (c) la respuesta de las corrientes armónicas. Por comodidad, la figura 2(c) se repite en la figura No. 3. La impedancia que la carga ve es lo que se conoce como circuito tanque, el cual presenta una frecuencia a la cual la impedancia tiende a infinito y únicamente se ve limitada por la resistencia del sistema, que aquí no se considera.

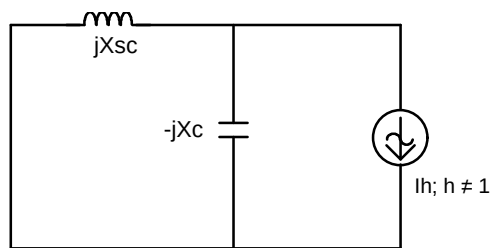


Figura No. 3. Circuito equivalente del sistema de potencia a corrientes con frecuencias mayores de 60 Hz.

Si analizamos el circuito de la Figura 3 en el dominio de la frecuencia, la frecuencia angular a la cual la impedancia tiende a infinito es aquella en la cual la suma de la reactancia de corto circuito y la reactancia capacitiva se anulan

$$X_{SC} - X_C = 0 \quad (1)$$

$$X_{SC} = \omega \cdot L_{SC} = \frac{kV_{LL}^2}{MVA_{SC}} \quad (2.1)$$

$$X_C = \frac{1}{\omega \cdot C} = \frac{kV_{LL}^2}{MVA_r} \quad (2.2)$$

$$\begin{aligned} \omega \cdot L_{SC} - \frac{1}{\omega \cdot C} &= 0 \\ \omega &= \sqrt{\frac{1}{L_{SC} \cdot C}} \end{aligned} \quad (3)$$

En la práctica es más común expresar la frecuencia de resonancia en términos de la armónica de resonancia, h_r , la cual está dada por:

$$\begin{aligned} \omega &= 2\pi f_r \\ f_r &= 60 \cdot h_r \\ \omega &= 120\pi h_r \end{aligned} \quad (4)$$

y combinando (3) y (4):

$$h_r = \sqrt{\frac{1}{(120\pi \cdot L_{SC})(120\pi \cdot C)}} \quad (5)$$

En lugar de usar inductancias, capacitancias o bien, reactancias, lo que se acostumbra utilizar son los MVA de corto circuito en el punto donde se desea conocer dicha frecuencia y los MVA_r del banco de capacitores a voltaje nominal del sistema. Así, sustituyendo en (5) las ecuaciones (2.1) y (2.2) llegamos a la siguiente expresión [2]:

$$\begin{aligned} h_r &= \sqrt{\frac{X_C}{X_{SC}}} = \sqrt{\frac{(kV_{LL}^2 / MVA_r)}{(kV_{LL}^2 / MVA_{SC})}} \\ h_r &= \sqrt{\frac{MVA_{SC}}{MVA_r}} \end{aligned} \quad (6)$$

III. Pruebas para determinar la armónica de resonancia en campo.

La Figura No. 4 muestra el circuito que se usará para determinar la frecuencia de resonancia.

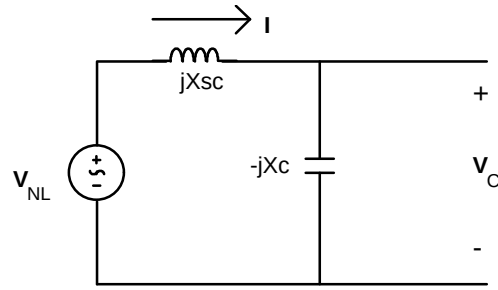


Figura No. 4. Circuito equivalente del sistema de potencia.

Para este desarrollo se hará uso de diagramas fasoriales los cuales nos dan un panorama más claro para visualizar de que manera se relacionan los voltajes dentro del circuito equivalente.

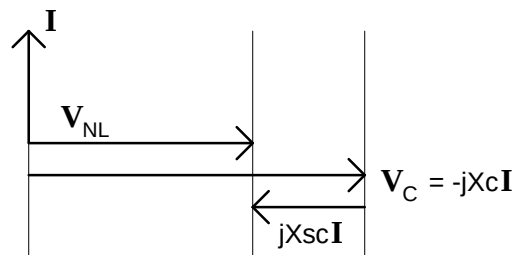


Figura No. 5. Diagrama fasorial del circuito de la Figura No. 4.

El circuito es capacitivo por lo que la corriente adelanta 90° al voltaje. El voltaje en terminales del capacitor es más grande que el voltaje en terminales de la fuente. La diferencia entre estos dos voltajes es la caída en la reactancia de corto circuito. De la Figura No. 4 podemos ver que el voltaje que aparece en el capacitor está dado por:

$$j X_c I = V_C \quad (7)$$

y de la Figura No. 5, la caída de la reactancia de corto circuito es:

$$j X_{sc} I = V_C - V_{NL} \quad (8)$$

Dividiendo las ecuaciones (7) y (8) obtendremos la relación de reactancias que nos da la armónica a la cual el circuito entra en resonancia en términos de las magnitudes de los voltajes del capacitor y de la fuente [3].

$$\frac{j X_c I}{j X_{sc} I} = \frac{V_C}{V_C - V_{NL}} \quad (9)$$

$$h_r = \sqrt{\frac{V_C}{V_C - V_{NL}}}$$

Esta ecuación requiere de la medición del voltaje en vacío (V_{NL} es “no load voltage”) y del voltaje con capacitores. Se requiere además que la distorsión en los voltajes sea pequeña. En caso de que los voltajes tengan distorsión considerable, se deben emplear los voltajes fundamentales.

IV Armónica antiresonante y de sintonía en filtros paralelo

La corrección del factor de potencia en presencia de armónicas es posible mediante filtros de armónicas. Estos además atrapan parte de la distorsión armónica producida por las cargas no senoidales. El filtro de armónicas que se considera aquí es el filtro paralelo sintonizado a una frecuencia. La figura 6 muestra un sistema de potencia cuyo factor de potencia se corrige mediante filtro.

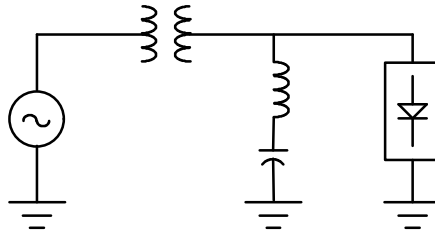


Figura No. 6. Diagrama unifilar de un sistema de potencia con filtro paralelo.

En la figura 7, X_{sc} es la reactancia de corto circuito y X_c es la reactancia del capacitor, ambas a 60 Hz. La armónica de sintonía del filtro es h_f . La combinación paralelo del filtro y la reactancia de corto circuito es la impedancia $Z(h)$ vista por la carga no senoidal; esta combinación paralelo presenta resonancia a una frecuencia por debajo de la de sintonía.

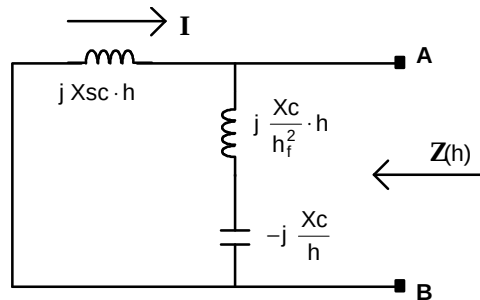


Figura No. 7. Circuito equivalente para calcular la impedancia vista desde la terminales A y B

La impedancia vista desde las terminales A y B es el producto de la impedancia del filtro y la impedancia de corto circuito dividida por la suma de estas dos impedancias, esto es:

$$Z(h) = \frac{(jX_{sc} \cdot h) \cdot \left(j \frac{X_c}{h_f^2} - j \frac{X_c}{h} \right)}{(jX_{sc} \cdot h) + \left(j \frac{X_c}{h_f^2} - j \frac{X_c}{h} \right)} \quad (10)$$

Para visualizar en que armónicas van a quedar los polos y ceros en la ecuación (10), se obtiene la ecuación (11):

$$Z(h) = j \left(\frac{h \cdot X_{sc} \cdot X_c}{X_{sc} \cdot h_f^2 + X_c} \right) \cdot \left(\frac{h^2 - h_f^2}{h^2 - \frac{1}{\frac{X_{sc}}{X_c} + \frac{1}{h_f^2}}} \right) \quad (11)$$

De (11) tenemos que hay un cero cuando.

$$h = h_f \quad (12)$$

Recordemos que esta es la armónica de sintonía del filtro. Tenemos también, que la impedancia vista desde las terminales A y B presentará un polo cuando

$$h_{ar} = \sqrt{\frac{1}{\frac{X_{sc}}{X_c} + \frac{1}{h_f^2}}} \quad (13)$$

o bien:

$$h_{ar} = \sqrt{\frac{1}{\frac{MVA_r}{MVA_{sc}} + \frac{1}{h_f^2}}} \quad (14)$$

donde, MVA_r son los MVA del banco de capacitores a voltaje nominal del sistema y MVA_{sc} son los de corto circuito.

A la armónica de resonancia paralelo, h_{ar} , se le conoce también como armónica antiresonante [4], Esta se debe a que el filtro se comporta como un capacitor para frecuencias por debajo de la de sintonía y este capacitor equivalente presenta resonancia paralelo con la reactancia de corto circuito del sistema.

La frecuencia de sintonía del filtro aumenta si se pierde inductancia y/o capacitancia. Si se sintonizara el filtro exactamente a la 5ta, una pérdida en inductancia o capacitancia del filtro, podría dar lugar a resonancia paralelo en la 5ta y debido a que dicha armónica es característica, lo más probable es que se excite esa resonancia paralelo. Es por eso que en los filtros paralelo se tiene un factor de desintonía con valor típico de 0.95. Un filtro de quinta armónica con un factor de desintonía de 0.95, se sintoniza a la 4.75 (0.95 x 5). El factor de desintonía proporciona un margen de seguridad en la disminución de los valores de los elementos del filtro.

La figura 8 corresponde a la magnitud de la impedancia dada por (11), con 220 V de voltaje nominal, 0.0126 MVA del banco de capacitores a 220 V y 60 Hz, 5 MVA de corto circuito y 4.7 de frecuencia de sintonía del filtro.

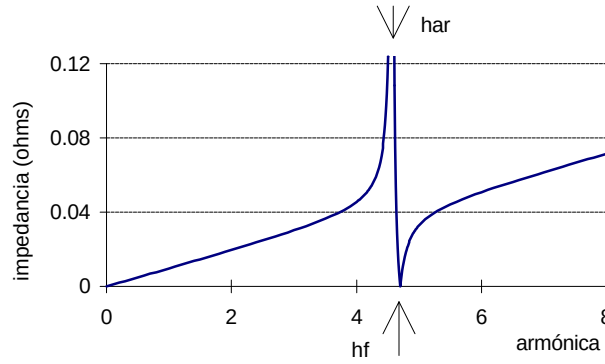


Figura No. 8. Magnitud de la impedancia

Para determinar la frecuencia de sintonía y la de resonancia paralelo en campo se presenta la siguiente explicación. Consideremos primero la armónica de sintonía del filtro, esto es cuando la impedancia presenta un cero. En la Figura No 9 se ilustra el circuito equivalente con los voltajes necesarios para nuestro análisis.

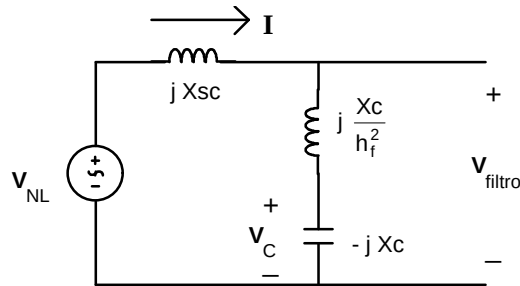


Figura No. 9. Circuito equivalente del sistema de potencia con un filtro.

En la Figura No. 10 se ilustra el diagrama fasorial de los voltajes correspondientes a la Figura No. 9. De la ecuación (12), para obtener el cero de la impedancia, lo que necesitamos es la relación de la reactancia capacitiva y la inductiva del filtro.

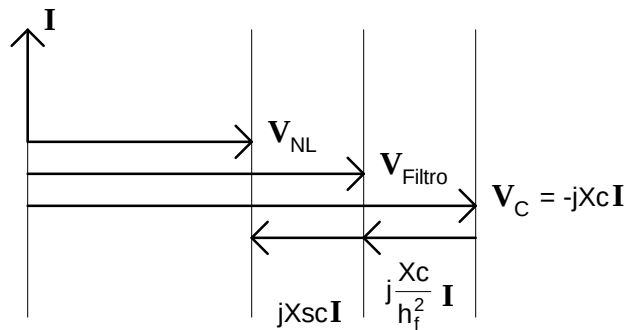


Figura No. 10. Diagrama fasorial que ilustra los voltajes de la Figura No. 9.

De la Figura No. 10, podemos deducir que el voltaje en la inductancia del filtro está dado por:

$$\frac{X_c}{h_f^2} \cdot I = V_c - V_{Filtro} \quad (15)$$

y el voltaje en la reactancia del capacitor está dado por:

$$X_c \cdot I = V_c \quad (16)$$

Dividiendo la ecuación (16) entre la (15) se obtiene (17)

$$h_f = \sqrt{\frac{V_c}{V_c - V_{\text{Filtro}}}} \quad (17)$$

Se debe enfatizar que esta ecuación considera voltajes de frecuencia fundamental. Las condiciones de carga del sistema no influyen en este caso.

Para obtener una expresión que proporcione la armónica de antiresonancia como la ecuación (17), vemos que de la ecuación (13) necesitamos la relación de reactancia de corto circuito a reactancia capacitiva del filtro. De la figura No. 10 tenemos que el voltaje en la reactancia de corto circuito está dado por:

$$X_{sc} \cdot I = V_{\text{Filtro}} - V_{NL} \quad (18)$$

Dividiendo (18) entre (16), se obtiene lo siguiente:

$$\frac{X_{sc}}{X_c} = \frac{X_{sc} \cdot I}{X_c \cdot I} = \frac{V_{\text{Filtro}} - V_{NL}}{V_c} \quad (19)$$

Sustituyendo (19) y el inverso de la ecuación (17) en la ecuación (13), se llega a la siguiente expresión:

$$h_{ar} = \frac{1}{\sqrt{\frac{V_{\text{Filtro}} - V_{NL}}{V_c} + \frac{V_c - V_{\text{Filtro}}}{V_c}}} \quad (20)$$

$$h_{ar} = \sqrt{\frac{V_c}{V_c - V_{NL}}}$$

De igual forma que en la ecuación (9), esta última ecuación requiere carga nula y que los voltaje no sean muy distorsionados. En presencia de distorsión se deben emplear los de frecuencia fundamental.

Referencias

- [1] Diario Oficial de la Federación, 10 de Noviembre de 1991.
- [2] IEEE Std 399-1990, IEEE Recommended Practice for Industrial and Commercial Power Systems Analysis, Chapter 9 Harmonics in Power Systems.
- [3] John R. Linders, "Electric Wave Distortions: Their Hidden Costs and Containment", IEEE Transaction on Industry. Applications, Vol IA-15 pp 458-471 Sept/Oct 1979.
- [4] David E. Rice, "A Detailed Analysis of Six-Pulse Converter Harmonic Currents", IEEE Transaction on Industry. Applications, Vol. 30, No. 2, pp 294-304, March/April 1994