

Tabla de contenido

de

AP Sakis Meliopoulos y George J. Cokkinides Retransmisión, teoría y aplicaciones del sistema de potencia

Capítulo 6	3
Instrumentación de protección	3
6.1 Introducción	3
6.2 Transformadores de corriente	14
6.2.1 Construcción	14
6.2.2 Terminología	14
6.2.3 Marcas de polaridad y denominación de terminales	16
6.2.4 Estandarización de proporciones	17
6.2.5 Clasificación de errores	18
6.2.6 TC auxiliar	20
6.2.7 Análisis del rendimiento en estado estacionario a frecuencia de potencia	21
6.2.8 Respuesta de frecuencia	27
6.2.9 Saturación	28
6.2.10 Transformadores de medida no convencionales	34
de corriente de núcleo de aire (bobina Rogowski)	34
6.2.11 Transformadores de corriente magnetoópticos	36
6.2.12 Conexiones del transformador de corriente	37
6.3 Transformadores de voltaje para instrumentos	38
6.3.1 Estandarización de transformadores de voltaje	42
6.3.2 Marcas de polaridad del transformador de voltaje	42
6.3.3 Transformadores de potencial (PT)	42
6.3.4 Análisis del rendimiento en estado estable del TP	43
6.3.5 Respuesta de frecuencia del TP	43
6.3.6 Respuesta transitoria de TP	48
6.3.7 Conexiones del transformador de voltaje	52
6.3.8 Transformadores de voltaje de acoplamiento capacitivo (CCVT)	52
6.3.9 Transformadores de voltaje no convencionales	62
6.4 Puesta a tierra del canal de instrumentación	66
6.5 Protección y aislamiento de la instrumentación	68
6.6 Conversión A / D	70
6.6.1 Aliasing y filtrado de paso bajo	71
6.6.2 Implementación del filtro analógico	74
6.6.3 Descripción general de la tecnología del convertidor A / D	76
6.6.3 Etapa de control de ganancia	79

6.6.4 Sincronización de muestreo _____	80
6.6.5: El código de tiempo IRIG-B _____	83
6.6.6 Etiquetado de tiempo versus muestreo sincrónico verdadero _____	85
6.6.7 Interoperabilidad _____	86
6.7 Fidelidad de datos y corrección de errores de medición _____	87
6.7.1 Corrección de errores del transformador de instrumentos _____	92
6.7.2 Corrección de errores del cable de control _____	93
6.7.3 Corrección de errores del digitalizador _____	93
6.8 Simulación por computadora del canal de instrumentos _____	96
6.9 El surgimiento de unidades fusionadas _____	96
6.10 El estándar de sincrofasores IEEE _____	102
6.11 Resumen y discusión _____	104
6.12 Problemas _____	105

Capítulo 6

Instrumentación de protección

6.1 Introducción

Este capítulo describe la instrumentación de medición para aplicaciones de sistemas de potencia con especial atención a los requisitos para relés de protección. La cadena de equipos de instrumentación de medición que comienza desde el punto de medición de alto voltaje o corriente y termina con una señal analógica o digital (que es una reproducción de la señal del punto de medición de alto voltaje o corriente) se denomina "canal de instrumentación". La Figura 6.1 ilustra los dispositivos que forman canales de instrumentación de voltaje y corriente que se encuentran típicamente en estaciones generadoras de energía eléctrica, subestaciones y en instalaciones eléctricas en general.

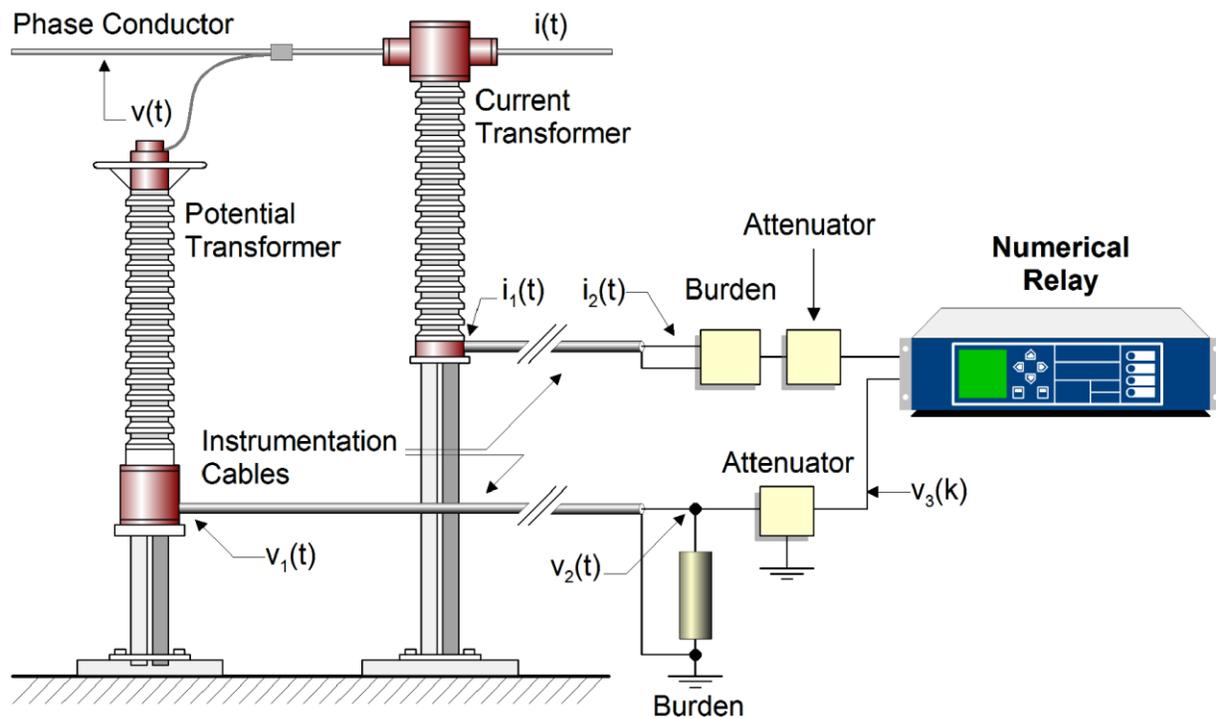


Figura 6.1: Canales típicos de instrumentación de voltaje y corriente

El propósito del canal de instrumentación es doble: (a) proporcionar aislamiento entre los equipos electrónicos sensibles, como los IED y el sistema de potencia de alto voltaje, y (b) reducir los voltajes y corrientes a niveles de instrumentación o al nivel de instrumentación estándar, voltaje y corrientes. . Idealmente, se espera que el canal de instrumentación produzca en la salida una forma de onda que será una réplica exacta del alto voltaje o corriente y escalada por un factor constante. En realidad, el canal de instrumentación introduce un error. Específicamente, cada dispositivo en esta cadena a saber:

Transformadores de instrumentos
Cables de control
Cargas
Filtros
Convertidores A / D

puede contribuir a cierto grado de degradación de la señal, es decir, error. Además, el error introducido por un dispositivo puede verse afectado por interacciones con otros dispositivos del canal. Por tanto, es importante caracterizar el error general del canal de instrumentación.

Otro tema importante en cualquier medición es la capacidad de determinar el momento en el que se ha realizado esta medición. Esto se puede lograr conectando adecuadamente un reloj al equipo de medición. El "etiquetado de tiempo" de la medición se vuelve muy útil si la precisión de la sincronización es tal que el ángulo de fase de los voltajes y corrientes se puede determinar con tal precisión que los flujos de potencia se pueden determinar con la precisión de la instrumentación estándar. Considere, por ejemplo, una línea de transmisión que opera con un ángulo de fase de 10 grados. Si es necesario medir el flujo de potencia a lo largo de esta línea con una precisión del 0,5%, la precisión requerida de la medición de la diferencia de fase es de aproximadamente 0,05 grados. Dado que los ángulos de fase en los dos extremos de la línea se medirán con diferentes equipos (los extremos de la línea pueden estar separados por decenas de millas), será necesario medir cada ángulo de fase con una precisión mejor que 0.03 grados que corresponde a un precisión de sincronización de 1,5 microsegundos. Por esta razón, estas mediciones requieren un reloj que tenga una precisión de microsegundos y un hardware adecuado para medir la sincronización de la medición con una precisión comparable. El desarrollo de la constelación de satélites GPS por parte del gobierno de EE. UU., A partir de 1989, proporcionó este reloj a un precio asequible en todo el mundo. Si bien hubo pocos intentos de desarrollar la tecnología de medición con esta precisión (ver nota histórica), El primero en lograr esta actuación fue Jay Murphy de Macrodyne en 1992 y fue el primero en acuñar esta tecnología Unidad de medida fasorial (PMU). Específicamente, desarrolló y lanzó en enero de 1992 la PMU MACRODYNE 1620 capaz de realizar mediciones con una precisión de tiempo de 1 microsegundo o una precisión de ángulo de fase a 60 Hz de 0,02 grados. Durante muchos años, esta tecnología se utilizó en aplicaciones especializadas. Recientemente, muchos fabricantes de relés se han dado cuenta de la importancia de esta tecnología y comenzaron a incorporarla en los relés digitales. Se espera que en un futuro no lejano, todos los relés numéricos tengan esta capacidad. desarrolló y lanzó en enero de 1992 la PMU MACRODYNE 1620 capaz de realizar mediciones con precisión de tiempo de 1 microsegundo o precisión de ángulo de fase a 60 Hz de 0,02 grados. Durante muchos años, esta tecnología se utilizó en aplicaciones especializadas. Recientemente, muchos fabricantes de relés se han dado cuenta de la importancia de esta tecnología y comenzaron a incorporarla en los relés digitales. Se espera que en un futuro no lejano, todos los relés numéricos tengan esta capacidad. desarrolló y lanzó en enero de 1992 la PMU MACRODYNE 1620 capaz de realizar mediciones con precisión de tiempo de 1 microsegundo o precisión de ángulo de fase a 60 Hz de 0,02 grados. Durante muchos años, esta tecnología se utilizó en aplicaciones especializadas. Recientemente, muchos fabricantes de relés se han dado cuenta de la importancia de esta tecnología y comenzaron a incorporarla en los relés digitales. Se espera que en un futuro no lejano, todos los relés numéricos tengan esta capacidad.

Los canales de instrumentación del sistema de potencia tienen muchas aplicaciones, a saber:

- Medición de flujo de voltaje, corriente y potencia
- Registro de voltaje y corriente de falla
- Monitoreo de la calidad de la energía
- Relés de protección

El error de medición tolerable y el rango dinámico del canal es una función de la aplicación. Por ejemplo, la medición y el monitoreo de la calidad de la energía requieren una alta precisión para los niveles de voltaje y corriente de estado estable, el registro de fallas requiere alta precisión, así como un amplio rango dinámico para que tanto el voltaje de estado estable como el de falla y los niveles de corriente sean monitoreados con precisión. Por ejemplo, las corrientes de falla pueden alcanzar niveles que son varias magnitudes de orden más altos que los de operación normal.

corrientes. En aplicaciones de retransmisión, es importante un amplio rango dinámico, pero una alta precisión no es tan importante. Los estándares relacionados con las mediciones clasifican las mediciones en dos categorías distintas con las siguientes características generales:

- (a) Clase P (Clase de protección): mediciones en las que la precisión para condiciones normales de funcionamiento no es muy importante, pero su rango se adapta a los requisitos de protección.
- (b) Clase M (Clase de medición): mediciones que son precisas para las condiciones normales de funcionamiento pero que pueden no tener el rango requerido por las aplicaciones de protección.

El énfasis de este libro de texto se coloca en la transmisión de aplicaciones. El enfoque tradicional es utilizar diferentes canales de instrumentación para la medición y diferentes para la protección. Sin embargo, a medida que la tecnología avanza y los canales de instrumentación con alta precisión en condiciones de funcionamiento normales y con el rango para adaptarse a las aplicaciones de pago están disponibles a costos prácticos, es rentable utilizar el mismo equipo de canal de instrumentación para múltiples aplicaciones. En tales casos, tanto el amplio rango dinámico como la alta precisión tanto en condiciones de estado estacionario como transitorias se convierten en requisitos importantes.

El primer eslabón de la cadena de equipos del canal de instrumentación consta de transformadores de tensión y corriente, denominados colectivamente *transformadores de medida*. Estos dispositivos transforman los voltajes y corrientes del sistema de energía a niveles apropiados para controlar medidores, relés, registradores de fallas y otros equipos de monitoreo. Actualmente se utilizan varias tecnologías de transformadores de instrumentos. Los dispositivos de tecnología tradicional más comunes son **potencial y corriente** transformadores (PT y CT), que se basan en la tecnología de transformadores de núcleo magnético. Otro tipo de transductores de voltaje de uso común son **capacitivamente acoplados** transformadores (CCVT). Estos se basan en una combinación de divisores de voltaje capacitivos y transformadores de núcleo magnético. Recientemente, se han construido transductores de voltaje y corriente basados en los fenómenos electroópticos y magnetoópticos. Estos dispositivos se conocen como EOVT (Transformadores de voltaje electro-ópticos) y MOCT (Transformadores de corriente magneto-ópticos). Los transformadores de instrumentos basados en estas y otras tecnologías alternativas se denominan **no convencionales** (*Instrumento* **los transformadores** NCIT). Las características de estas tecnologías se presentan en secciones posteriores.

En este capítulo examinamos las tecnologías de transformadores de instrumentos y sus características, especialmente desde el punto de vista de la precisión. Los transformadores de medida no son los únicos dispositivos que pueden introducir errores. Los cables, las cargas, los relés y sus secciones de conversión A / D pueden introducir errores. Por lo tanto, examinamos los efectos de los cables de control y las cargas, así como la tecnología de conversión A / D utilizada por los relés, en la precisión general de la instrumentación. Se aclarará que para muchas funciones de protección no es necesaria una instrumentación de alta precisión. Sin embargo, la tendencia actual es utilizar el sistema de relés de protección dentro de los esquemas de automatización y utilizar los datos para una variedad de otras aplicaciones, como estimación de estado, monitoreo de estabilidad, etc., en las que se requiere una alta precisión. Por lo tanto,

Además, discutimos cuestiones de estandarización de transformadores de instrumentos, confiabilidad de los canales de instrumentación y costos asociados.

Antes de discutir los problemas descritos anteriormente, se presentará una nota histórica sobre el desarrollo de las mediciones sincronizadas.

Nota histórica:

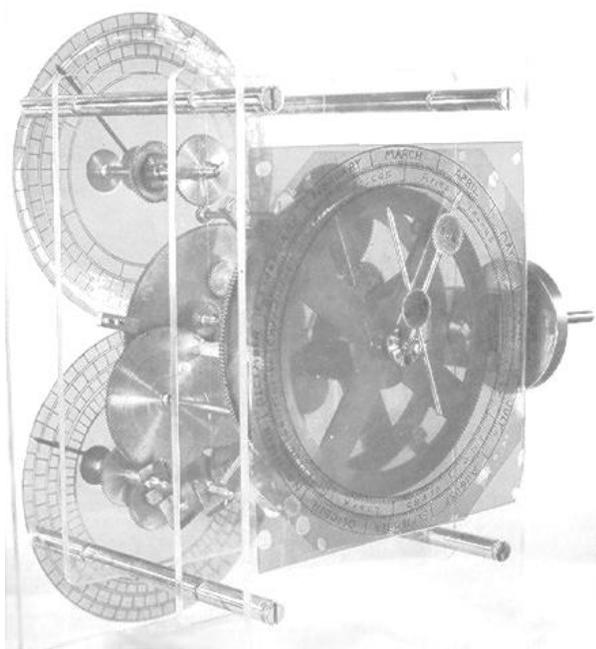
El valor de las mediciones sincronizadas se ha reconocido en muchas aplicaciones. De hecho, la sincronización de mediciones y observaciones se buscó en la antigüedad. La clave de esta capacidad es el desarrollo de relojes precisos. En la antigüedad, la "klepsidra" se usaba típicamente para medir el tiempo. Recientemente se ha descubierto que los antiguos griegos desarrollaron un mecanismo de reloj (el mecanismo antikythera, fechado en 89 a. C. y descubierto en 1908) que se ilustra en la Figura HN-6.1. Puede encontrar más información sobre el mecanismo en <http://www.antikythera-mechanism.gr/>. Si bien los usos con sangría del mecanismo de Antikythera están bajo una intensa investigación a nivel mundial, es seguro que este mecanismo fue la base de los relojes mecánicos. A medida que la tecnología evolucionó, la precisión de los relojes ha aumentado [???]. Mesa HN-6.1 proporciona la historia de los desarrollos tecnológicos de los relojes.

Tabla HN-6.1: Desarrollo de la tecnología de reloj

	Tecnología	Precisión
Siglo quinto antes de Cristo	Clepsidra (reloj de agua)	Diario correcciones - estimado precisión "minuto"
Primer siglo antes de Cristo	El mecanismo de Antikythera	Desconocido - Científico estudiar el mecanismo para determinar usos y precisión
1910-1950	Relojes de cuarzo Corrección de errores mediante observaciones astronómicas	Variar
1955	Primer reloj atómico de cesio 1 segundo = 9,192,631,770 ciclos Actualmente (2014) alrededor de 0.02 ns por día de oscilación del cesio 133 Reloj	Inicialmente alrededor de 1 ns por día.
1990	atómico óptico de ion único	0,002 ns por día
2007	Relojes de celosía óptica (OLC)	Precisión de registro (estroncio OLC en JILA): 0,00002 ns por día

En la actualidad, para la mayoría de las aplicaciones, el reloj atómico de cesio con una precisión de 0,02 ns en un día se utiliza como referencia de tiempo. Esto puede cambiar en el futuro, ya que los relojes atómicos de celosía óptica tienen una precisión mucho mayor que los relojes atómicos de cesio (consulte la tabla anterior). El costo del reloj atómico de cesio ha sido prohibitivo para muchas aplicaciones (sin embargo, los avances recientes pueden resultar en relojes atómicos de cesio bastante económicos, por ejemplo, la búsqueda de relojes atómicos de cesio en un chip). Con el fin de proporcionar una señal temporal y espacial a cualquier lugar de la tierra, el gobierno federal ha desarrollado y desplegado, a partir de 1989, una constelación de satélites que transmiten la señal del reloj de cesio por todo el mundo. Un receptor en cualquier lugar de la tierra puede recibir esta señal. Si se reciben señales de más de tres satélites, con métodos de triangulación / estimación, el receptor puede reproducir la señal del reloj atómico de cesio en cualquier punto de la tierra con una precisión de decenas de nanosegundos. Tenga en cuenta que desde el poder

Desde el punto de vista de las aplicaciones del sistema, una señal de temporización con una precisión de aproximadamente un microsegundo es suficiente para la mayoría de las aplicaciones. Con la tecnología de medición adecuada, precisión de un microsegundo se traduce en medir el ángulo de fase con una precisión adecuada 0.02 grados, una precisión que es para las aplicaciones actuales del sistema de energía.



El mecanismo de Antikythera



Satélite GPS

Figura HN-6.2: Evolución de las piezas de tiempo

Desde la introducción de la retransmisión por computadora (G. Rockefeller, "Protección contra fallas con una computadora digital", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol PAS-88, No.4, abril de 1969 [??]) y posteriores relés de microprocesador (Ed Schweitzer introdujo el primer relé de microprocesador comercial en 1983 [??], ver Figura HN = 6.1b), se iniciaron esfuerzos para extraer los fasores de un sistema de energía eléctrica, utilizando las señales de tiempo disponibles en ese momento. En 1980, Missout y Girard [??] desarrollaron un sistema para medir el ángulo de fase entre Montreal y Sept-Iles utilizando señales de temporización Loran C. El sistema se muestra en la Figura HN-6.2 tomada de [??].



Figura HN-6.3: Primer relé digital comercial, relé de distancia SEL-21 y localizador de fallas

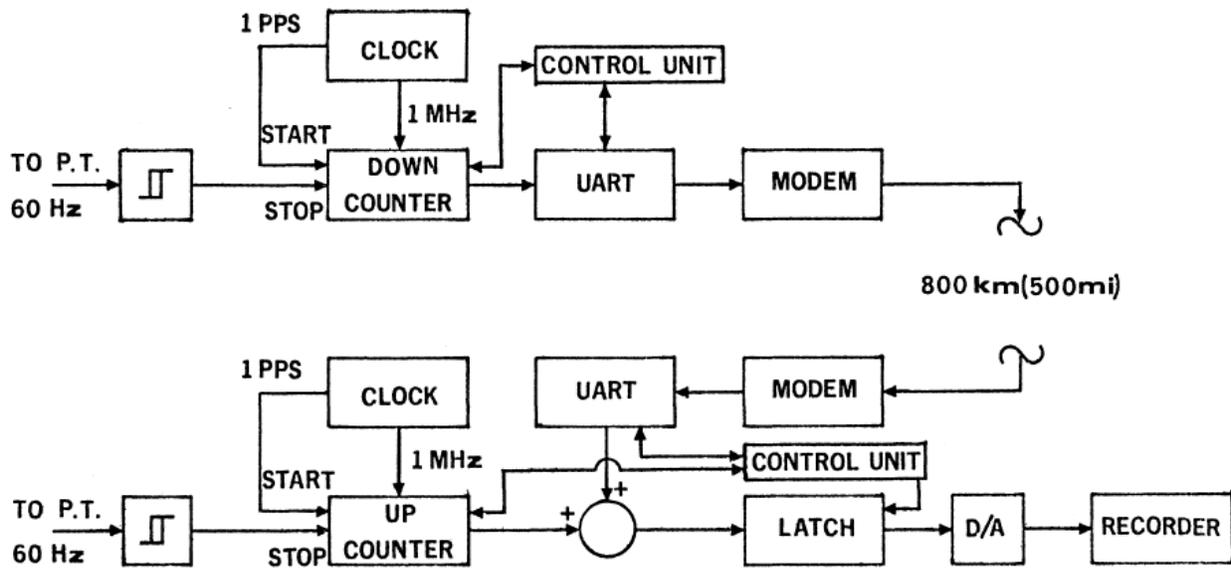


Figura HN-6.4: Diagrama de bloques del sistema de medición de ángulos de voltaje de bus giratorio y faltante. Basado en Loran C (1980) - Precisión reportada mejor que un grado [???

En 1981, Bonanomi [???] describió una técnica para medir los ángulos de fase de voltaje y los ángulos del eje del generador utilizando relojes sincronizados. El principio de estas medidas se muestra en la Figura HN-6.3 en forma [??]. El sistema se demostró en una línea de transmisión de 220 kV de la red suiza. Los relojes utilizados fueron dos señales horarias de radio HBG. La precisión de las mediciones del ángulo de fase se probó comparando el flujo de potencia calculado con los ángulos de fase medidos y el flujo de potencia registrado por los medidores de potencia. Los errores fueron inferiores a 20 MW, lo que corresponde a un error de ángulo de fase de 0,35 grados. Se puede decir que la precisión general del sistema es mejor que 0,35 grados.

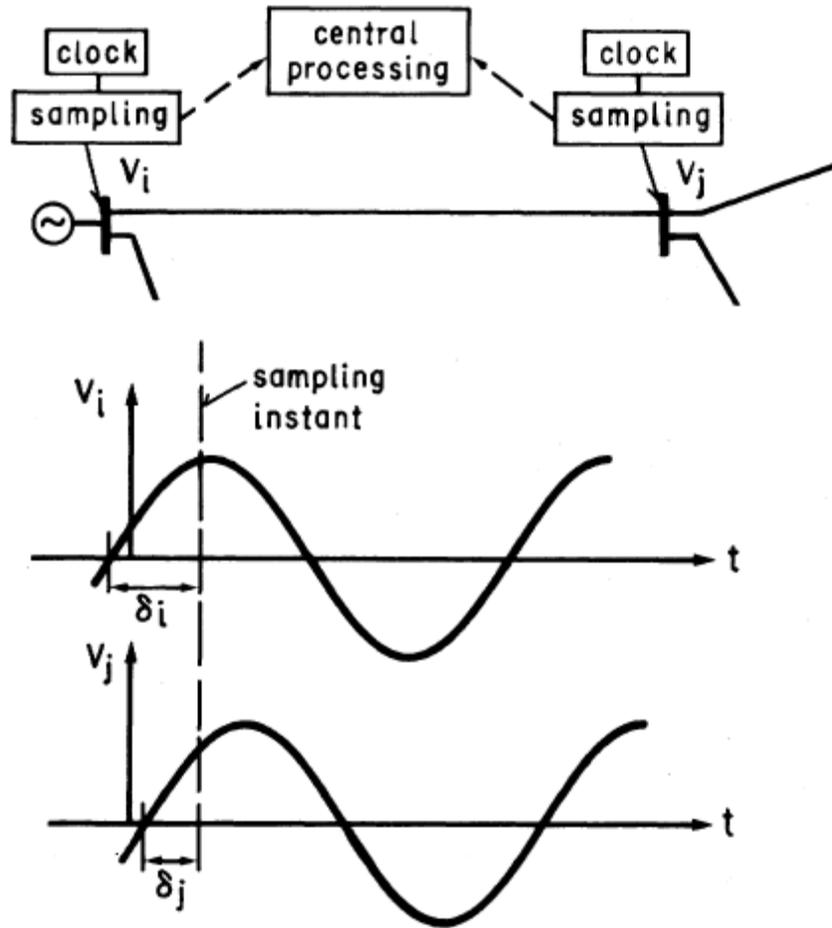


Figura HN-6.5: Principio de funcionamiento de las mediciones de ángulo de fase con sincronización Relojes para la caja simple de dos autobuses (Bonanomi, 1981)

En 1983, el primer autor propuso a la empresa Utah Power desarrollar un sistema de mediciones sincronizadas utilizando señales de tiempo de los satélites GOES con el propósito de monitorear el flujo del bucle de energía a través del estado de Utah y los cambios de este flujo de energía en respuesta a la preocupación de esta utilidad para los frecuentes problemas de flujo del circuito que estaban experimentando (Propuesta EPRI). La señal GOES tiene una precisión mejor que 100 microsegundos y en ese momento era el mejor reloj disponible (aparte de un reloj atómico portátil de cesio). Si bien esta propuesta no fue financiada, los autores propusieron a NYPA en la primavera de 1989 evaluar y desarrollar tecnología de mediciones sincronizadas con el propósito de monitorear la distorsión armónica en el sistema de transmisión de NYPA. Este trabajo fue financiado y en 1991 los autores desarrollaron un dispositivo prototipo que se puede agregar a un registrador de fallas digital no sincronizado existente para proporcionar mediciones con etiquetas de tiempo con una precisión mejor que 2 microsegundos. El diagrama de bloques del dispositivo se ilustra en la Figura HN-6.4a. Consiste en un oscilador de onda cuadrada que genera una forma de onda cuadrada simétrica con una duración de medio ciclo de 6 veces la frecuencia de muestreo del DFR más 2 microsegundos. El flanco ascendente del pulso de forma de onda cuadrada está sincronizado con la segunda transición UTC (consulte la Figura HN-6.4b). Esto se logra utilizando un oscilador basado en bucle de bloqueo de fase impulsado por la señal de un pulso por segundo proporcionada por un receptor GPS. El diagrama de bloques del dispositivo se ilustra en la Figura HN-6.4a. Consiste en un oscilador de onda cuadrada que genera una forma de onda cuadrada simétrica con una duración de medio ciclo de 6 veces la frecuencia de muestreo del DFR más 2 microsegundos. El flanco ascendente del pulso de forma de onda cuadrada está sincronizado con la segunda transición UTC (consulte la Figura HN-6.4b). Esto se logra utilizando un oscilador basado en bucle de bloqueo de fase impulsado por la señal de un pulso por segundo proporcionada por un receptor GPS. El diagrama de bloques del dispositivo se ilustra en la Figura HN-6.4a. Consiste en un oscilador de onda cuadrada que genera una forma de onda cuadrada simétrica con una duración de medio ciclo de 6 veces la frecuencia de muestreo del DFR más 2 microsegundos. El flanco ascendente del pulso de forma de onda cuadrada está sincronizado con la segunda transición UTC (consulte la Figura HN-6.4b). Esto se logra utilizando un oscilador basado en bucle de bloqueo de fase impulsado por la señal de un pulso por segundo proporcionada por un receptor GPS.

Uno de los canales DFR (Canal 1) está dedicado a monitorear esta forma de onda cuadrada. Las señales de salida muestreadas DFR se transmiten a una PC donde se realiza el etiquetado de tiempo utilizando las muestras de la forma de onda cuadrada. El algoritmo de etiquetado de tiempo se basa en la observación de que el número de muestras correspondientes a cada semiciclo de la onda cuadrada es 6 o 7. La única forma en que ocurre un caso de 7 muestras es que la primera muestra esté como máximo a 2 microsegundos del onda cuadrada real borde ascendente o descendente. Así, dado que los tiempos de la onda cuadrada Las transiciones se sincronizan con el reloj GPS, se puede asignar una etiqueta de tiempo a la primera de las 7 muestras con un error máximo de 2 microsegundos desde la referencia de tiempo del GPS:

$$T = T_1 + n \cdot T_s + 2 \mu s$$

Donde T_1 es el tiempo en la última segunda transición UTC, n es el número de semiciclos de onda cuadrada entre la última transición de segundo y el último semiciclo (2 en el ejemplo de la Figura HN-6.4b). Suponiendo que el DFR muestrea simultáneamente todos los canales, esta etiqueta de tiempo es válida para todos los canales. Alternativamente, si los canales se muestrean secuencialmente, se pueden derivar etiquetas de tiempo apropiadas para cada canal teniendo en cuenta la latencia de muestreo de canal a canal. Las etiquetas de tiempo se utilizan luego para calcular la transformada de Fourier de la forma de onda muestreada con referencia al UTC, proporcionando así al fasor referencia al reloj GPS. La ventaja de este enfoque es que este dispositivo relativamente simple se puede utilizar con registradores de fallas digitales sincronizados para obtener mediciones sincronizadas.

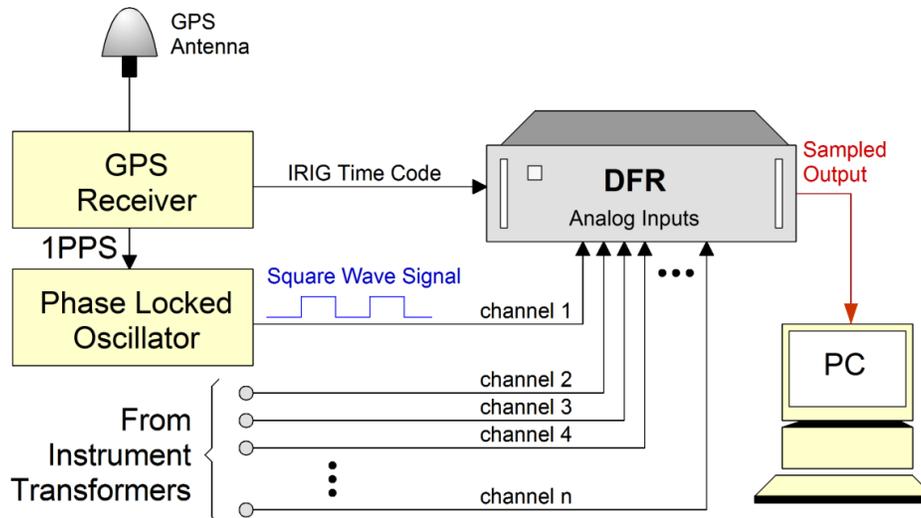


Figura HN-6.6: Diagrama de bloques del sistema Vernier de tiempo (Meliopoulos, Cokkinides, 1991)

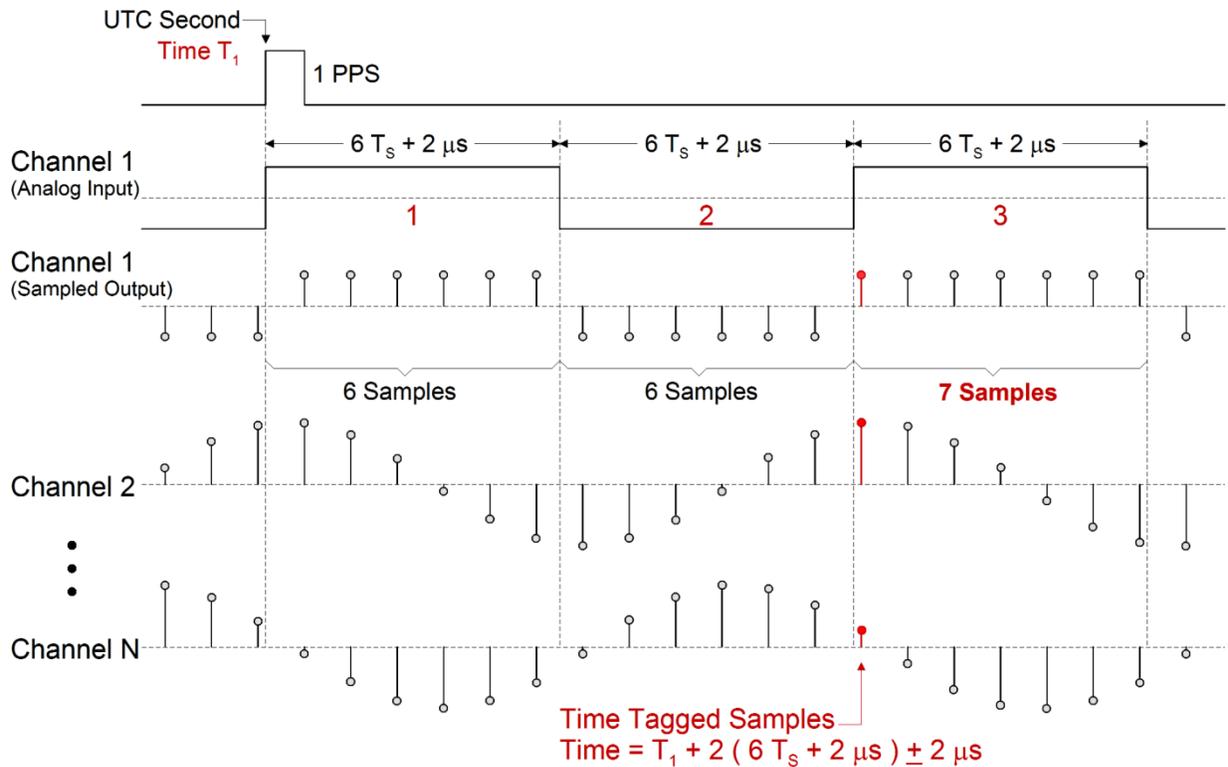


Figura HN-6.7: Formas de onda operativas del sistema Vernier de tiempo (Meliopoulos, Cokkinides, 1991)

En el período 1990-1992, Arun Phadke desarrolló el PMS que se ilustra en la Figura HN-6.2. El PMS utilizó una señal GPS para sincronizar, 720 muestras por segundo muestrear y mantener convertidor A / D con multiplexación y un filtro anti-aliasing frontal con una frecuencia de corte de 360 Hz. La combinación del filtro anti-aliasing y el multiplexado introduce retrasos de tiempo que son órdenes de magnitud mayores que la precisión del reloj GPS. Aunque este dispositivo nunca fue probado por organizaciones independientes, los errores de tiempo estimados son más de 50 microsegundos. Se construyeron varios PMS y se vendieron a varias empresas de servicios públicos (por ejemplo, tres a AEP, uno a NYPA, etc.). A pesar del uso del reloj GPS, el PMS no fue capaz de realizar ejecutando mediciones con una precisión comparable a la del reloj GPS.

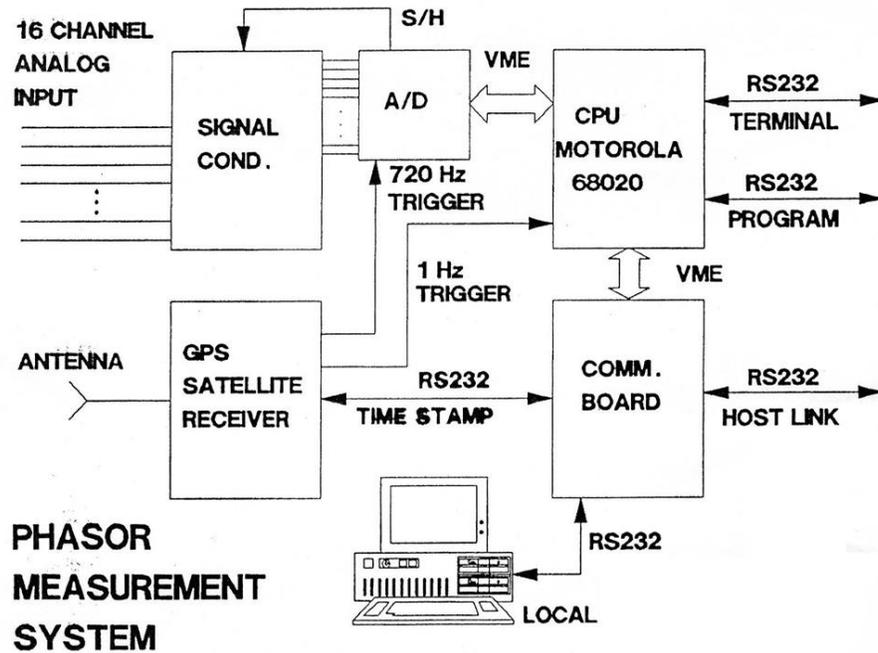


Figura HN-6.8: Diagrama de bloques del PMS de Arun Phadke (publicado por Phadke)
 (Características: (a) filtros de entrada anti-aliasing analógicos con baja frecuencia de corte (no especificado pero debe ser menor a 360 Hz), (b) muestra de 12 bits y tecnología A / D de retención 720 muestras por segundo con multiplexación analógica)

El primer dispositivo capaz de realizar mediciones sincronizadas con una precisión comparable a la precisión del reloj GPS fue desarrollado por Jay Murphy de Macrodyne y fue lanzado al mercado en enero de 1992. Jay Murphy nombró al dispositivo Macrodyne 1620 PMU (Unidad de medición fasorial). Jay Murphy introdujo las siguientes innovaciones para lograr el objetivo de realizar mediciones sincronizadas con una precisión comparable a la del reloj GPS:

Canal analógico frontal de baja distorsión con frecuencia de corte muy alta.

Filtro de rechazo de modo común con aislamiento óptico.

Sincronización GPS de canal individual.

Convertidor de modulación A / D Sigma / Delta de 16 bits operando a varios MegaHertz y diezmado a 2.880 muestras por segundo.

La PMU Macrodyne 1620 fue probada por los autores (en colaboración con Bob Burnett de GPC) quienes verificaron que la unidad es capaz de realizar mediciones con una precisión de un microsegundo (o equivalentemente 0.02 grados para una forma de onda de 60 Hz). La PMU Macrodyne 1620 es ilustrado en la Figura HN-6.3.

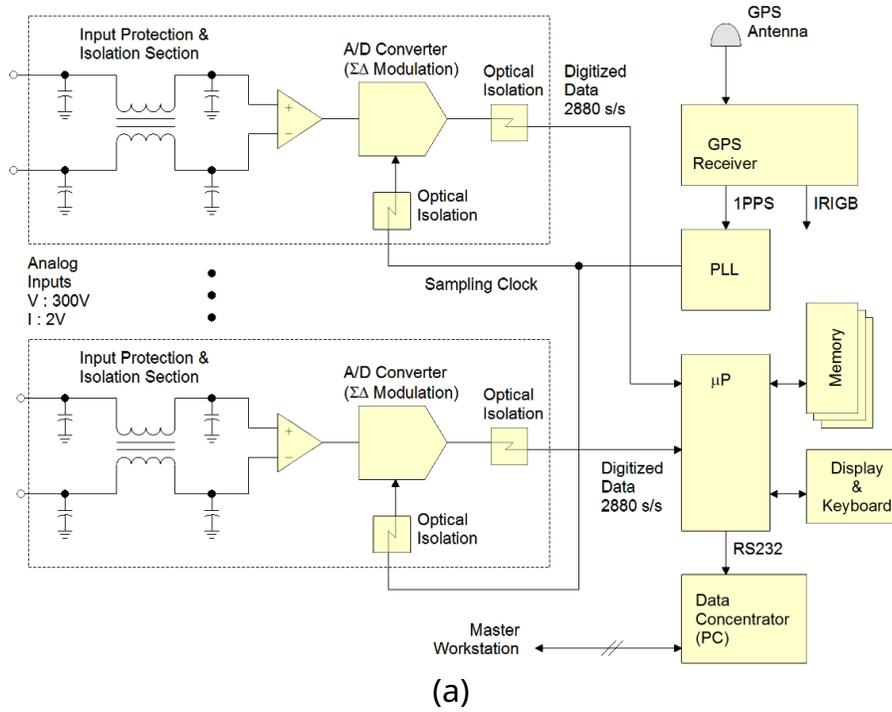


Figura HN-6.9: La PMU Macrodyne 1690 (enero de 1992)
 (a) Diagrama de bloques, (b) Fotografía

6.2 Transformadores de corriente

6.2.1 Construcción

Los transformadores de corriente (TC) se fabrican en una variedad de formas y tamaños. La figura 6.1 ilustra varios tipos de TC. A pesar de las diferentes formas y tamaños, comparten la misma configuración básica. Específicamente, consisten en un núcleo magnético con un devanado primario (típicamente una vuelta) y un devanado secundario que consta de varios cientos de vueltas (ver Figura 6.2). La resistencia de carga está conectada a través del devanado secundario. La resistencia de carga suele ser muy baja (0,01 a 0,1 ohmios) y, por tanto, el flujo magnético neto del núcleo es bajo, lo que evita la saturación del núcleo. (Tenga en cuenta que es importante mantener la resistencia de carga conectada en todo momento mientras la corriente fluya a través del devanado primario; de lo contrario, se puede desarrollar un voltaje muy alto a lo largo del devanado secundario y provocar fallas de aislamiento).

6.2.2 Terminología

En esta sección presentamos las definiciones de varios términos de uso frecuente con transformadores de corriente.

Relación de transformación: La relación entre la corriente primaria y la corriente secundaria en amperios.

Factor de corrección de relación (RCF): Factor que se multiplica por la relación nominal marcada para obtener la relación de corriente primaria a secundaria real

La **Error compuesto** (c) se define como el valor eficaz de la diferencia entre los valores instantáneos de la corriente primaria menos los valores instantáneos de la corriente secundaria real multiplicado por la relación de transformación nominal, en condiciones de régimen permanente. Específicamente, el error compuesto se expresa mediante la fórmula:

$$c = \frac{100}{I_{PAG}} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (k I_{s0} - I_{PAG})^2 dt}$$

dónde:

k	relación de transformación nominal
I_{pag}	Valor eficaz de la corriente primaria
$I_{pag}(t)$	instantáneo de la corriente primaria
$I_s(t)$	instantáneo de la corriente secundaria
T	de un ciclo de frecuencia industrial

Carga nominal: La carga nominal es la impedancia máxima en ohmios que se puede conectar en el secundario del CT y para la cual el CT mantendrá la precisión especificada para el máximo corriente especificada (normalmente 20 veces la corriente nominal).



(a)



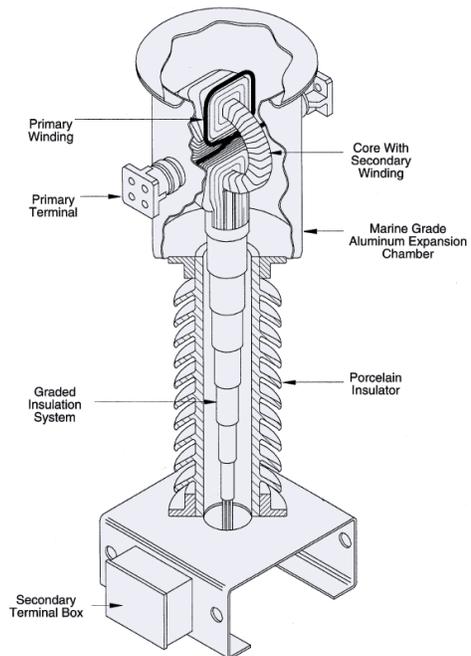
(b)



(c)



(D)



(mi)



(F)

Figura 6.10: Varios tipos de transformadores de corriente
(a) Pinza, (b) Instrumentación de banda ancha, (c) Clase 600 V
(d, e, f) Clase 72,5-800 kV

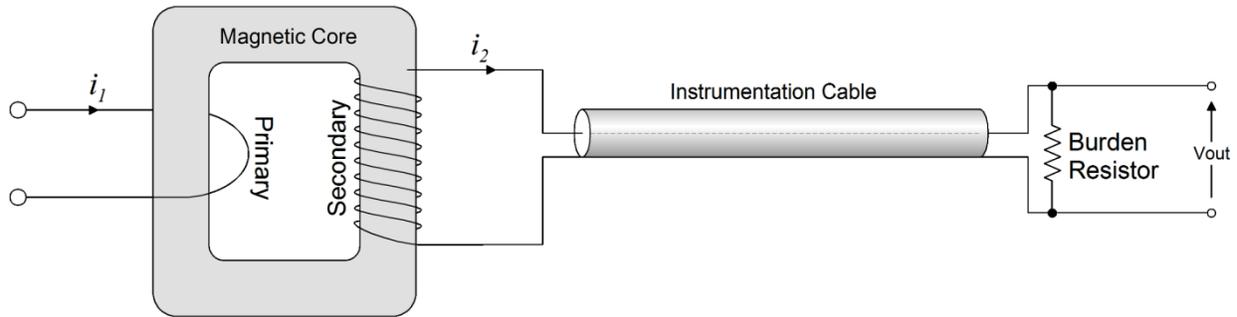


Figura 6.11: Configuración típica de CT

Clase de precisión de retransmisión. En un relé de clase CT, el error compuesto no debe exceder un porcentaje de error especificado en un voltaje de terminal secundario especificado basado en un nivel máximo de corriente secundaria.

Factor de clasificación de corriente continua. El factor por el cual la corriente nominal del CT se puede multiplicar para obtener la corriente continua máxima que el CT puede transportar sin exceder el aumento de temperatura o los requisitos de precisión.

Clase de precisión de medición. En una clase de medición CT, el RCF debe estar dentro de los límites especificados al 10%, 100% y $CCR_F \times 100\%$ a un factor de potencia dado con una carga especificada.

Resistencia térmica de 1 segundo. La corriente primaria simétrica RMS máxima que se puede transportar durante un segundo con el secundario en cortocircuito sin exceder la temperatura límite del TC.

Resistencia mecánica. La corriente primaria asimétrica RMS máxima que un TC puede transportar con el secundario cortocircuitado sin ningún daño que lo incapacite para cumplir con otros requisitos estándar de precisión y transformación.

6.2.3 Marcas de polaridad y denominación de terminales

La polaridad de los devanados de los transformadores de instrumentos es importante en muchas aplicaciones de retransmisión donde se debe preservar la fase de las formas de onda transformadas. La notación estándar que indica la polaridad del devanado se ilustra en la Figura 6.x. Las marcas de puntos o bloques cuadrados colocadas cerca de un terminal de cada devanado tienen la siguiente interpretación:

La corriente eléctrica que fluye hacia el terminal marcado del primer devanado está en fase con el corriente eléctrica que sale del terminal marcado del segundo devanado.

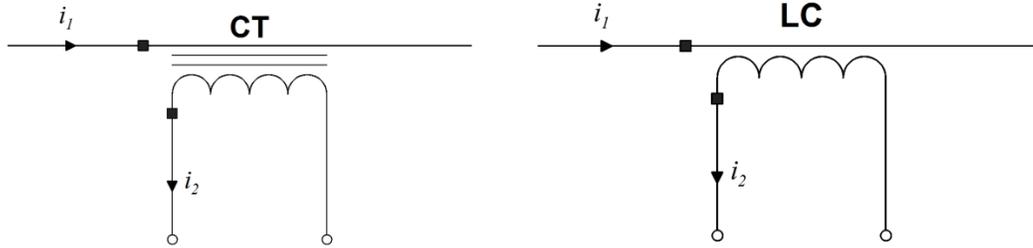


Figura 6.12 - Marcas de polaridad del transformador de instrumento

Los terminales del transformador de instrumentos se denominan H1, H2, H3, etc. para los devanados primarios y X1, X2, X3, etc. para los devanados secundarios. El número que sigue a cada letra identifica los grifos del mismo devanado. Si existen múltiples devanados secundarios, también se utilizan las letras Y, Z, W, U. En la Figura 6.x se ilustra un ejemplo de denominación de terminales de transformadores con un solo devanado primario y dos secundarios con dos derivaciones en cada devanado secundario.

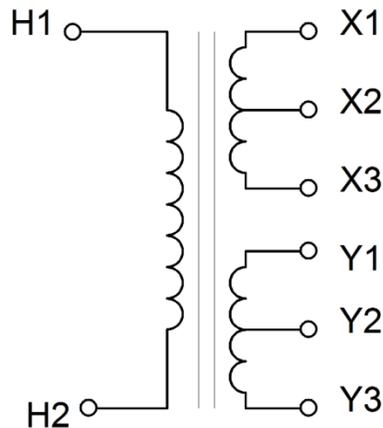


Figura 6.13: Denominación de terminales de transformadores de instrumentos

6.2.4 Estandarización de proporciones

Las relaciones de transformación de los TC para aplicaciones de energía eléctrica se han estandarizado a los valores dados en la Tabla 6.1. La primera fila de la tabla proporciona las relaciones de CT principales, mientras que las filas restantes proporcionan las relaciones típicamente disponibles mediante tomas secundarias adicionales. Para la mayoría de las aplicaciones de relés, la selección de CT de estos valores produce soluciones de diseño viables. La disponibilidad de muchas relaciones de transformación estándar era muy importante en la época de los relés electromecánicos, ya que era importante hacer coincidir lo más cerca posible las relaciones con los requisitos de las aplicaciones, como la protección diferencial, etc. hacer coincidir los TC para aplicaciones específicas ya no es necesario, lo que permite más flexibilidad en la selección de TC.

Tabla 6.2 Relaciones estándar del transformador de corriente

Principal Ratios	600: 5	1200: 5	2000: 5	3000: 5	4000: 5	5000: 5
Secundario Grifos	50: 5	100: 5	300: 5	300: 5	500: 5	500: 5
	100: 5	200: 5	400: 5	500: 5	1000: 5	1000: 5
	150: 5	300: 5	500: 5	800: 5	1500: 5	1500: 5
	200: 5	400: 5	800: 5	1000: 5	2000: 5	2000: 5
	250: 5	500: 5	1100: 5	1200: 5	2500: 5	2500: 5
	300: 5	600: 5	1200: 5	1500: 5	3000: 5	3000: 5
	400: 5	800: 5	1500: 5	2000: 5	3500: 5	3500: 5
	450: 5	900: 5	1600: 5	2200: 5	4000: 5	4000: 5
	500: 5	1000: 5	2000: 5	2500: 5		5000: 5
	600: 5	1200: 5		3000: 5		

6.2.5 Clasificación de errores

Los transformadores de corriente de instrumentos utilizados para aplicaciones de sistemas de potencia se clasifican según el nivel de corriente y voltaje, así como el nivel de precisión. Un estándar ANSI-IEEE comúnmente referido (Requisitos del estándar ANSI C57-13 para transformadores de instrumentos) define estas clasificaciones para transformadores de corriente y de potencial. Específicamente, la norma proporciona información sobre las características eléctricas y mecánicas de los transformadores de medida y define técnicas para medir la relación de transformación y el ángulo de fase, el rendimiento térmico y la determinación de la polaridad. También proporciona orientación para la selección de transformadores de medida adecuados para aplicaciones específicas. Además, se define una convención de nomenclatura para especificar la precisión de la relación de transformación de la siguiente manera:

$xxTyy$ o $xxCyy$,

dónde:

- xx** es el error máximo de TC en% a 20 veces la corriente normal.
- aa** es el voltaje secundario máximo por debajo del cual se aplica el límite de error xx
- C** indica que la clasificación del error del TC se determinó mediante cálculo. indica
- T** que la clasificación del error de TC se determinó mediante una prueba.

Por ejemplo, un CT de 1200: 5A con una clasificación de 10C400 indica que el error del CT está por debajo del 10% dado que el voltaje secundario está por debajo de 400 voltios y la corriente secundaria está por debajo de 100 amperios.

Los valores de clasificación estándar para yy son: 10, 20, 50, 100, 200, 400, 800 Voltios RMS. El valor estándar asignado es menor o igual que el voltaje secundario máximo real, ya sea que se derive de la medición o el cálculo.

La clasificación de precisión de un CT de clase C se determina considerando el circuito equivalente del CT y sus características de excitación. El circuito equivalente utilizado para la precisión del TC. Los cálculos de clasificación se ilustran en la Figura 6.3. Consta de los siguientes componentes:

Z_{metro}	Reactancia magnetizante.
R_W	Resistencia del alambre de
R_B	bobinado. Resistencia a la carga.

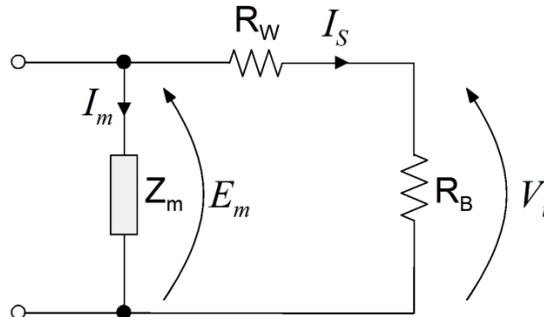


Figura 6.14: Circuito equivalente de TC referido al secundario

Tenga en cuenta que la reactancia de fuga generalmente se ignora. Esta es una suposición razonable para la mayoría de los TC con un devanado completamente distribuido, es decir, un devanado uniformemente distribuido en toda la longitud del núcleo del TC toroidal del TC. La impedancia de fuga de un TC con un devanado no distribuido (es decir, un devanado concentrado en un segmento del núcleo) es típicamente mayor y no se puede descuidar. En este caso, el TC recibe una clasificación de precisión T que indica que la clase de precisión se determina mediante prueba. El cálculo de la clasificación de precisión se ilustra a continuación con un ejemplo.

Ejemplo E6.x: Considere un CT 1000: 5 con las características de magnetización dadas en la Figura E6.1. La resistencia del devanado es de 1,5 ohmios y la reactancia de fuga es insignificante. Calcule la clasificación de precisión.

Solución: La solución consiste en calcular el voltaje del terminal del CT para las siguientes condiciones (a) la corriente del CT es 20 veces la corriente nominal y (b) el error de relación es inferior al 10%. Dado que la corriente secundaria nominal es de 5 A, tome la corriente secundaria a 20 veces 5 A, o 100 A.

Considere el circuito equivalente ilustrado en la figura 6.3. Tenga en cuenta que la rama de magnetización provoca un error de relación. Para una especificación de error de relación del 10%, la corriente de magnetización debe ser menor o igual a 10 A. De las características de excitación de la Figura E6.x, el voltaje E_{metro} en estas condiciones será de 700 voltios. Finalmente, el voltaje terminal se calcula como:

$$V_t = m i_{\text{metro}} - I_s R_W = 700 - 1,5 \times 100 = 550 \text{ V}$$

El voltaje terminal calculado se compara con los valores de clasificación estándar. Se selecciona el valor estándar más alto, que es menor o igual que el valor calculado, es decir, 400 voltios.

Por lo tanto, el código de clasificación de precisión para este CT es 10C400.

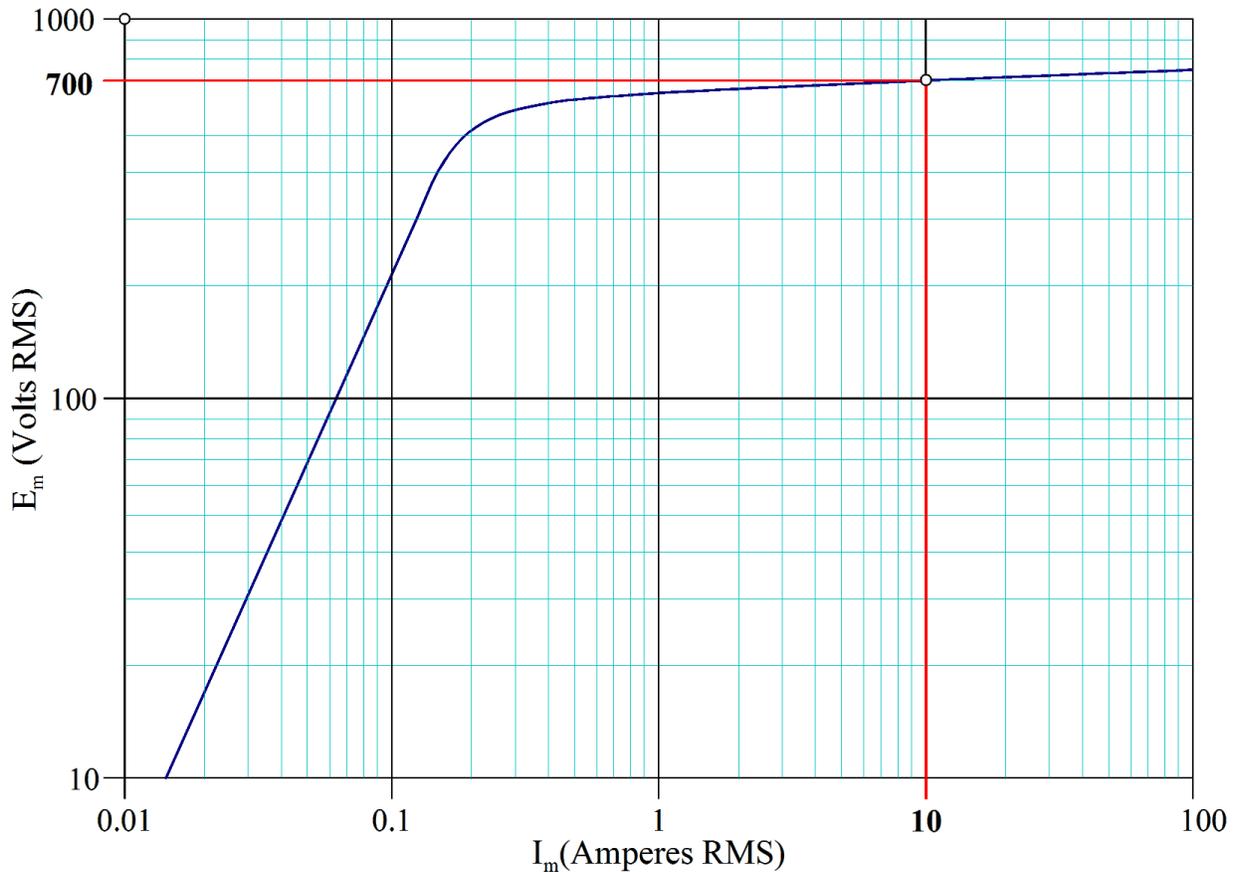


Figura E6.1: Características de magnetización de CT

6.2.6 TC auxiliar

Los TC auxiliares están conectados en serie con el circuito secundario del TC principal, como se ilustra en la Figura E6.xa. La razón para instalar un TC auxiliar es hacer coincidir las relaciones de los TC (principales) existentes para las diversas aplicaciones de relés que requieren tal adaptación (por ejemplo, protección diferencial de bus o transformador mediante relés electromecánicos). Con el advenimiento de relés basados en microprocesador, la relación de necesidad de adaptación de CT se ha eliminado y, por lo tanto, las nuevas aplicaciones de CT auxiliares son poco comunes.

El análisis de rendimiento de los TC auxiliares sigue los mismos principios que los TC principales. Por ejemplo, el error de la salida del TC auxiliar se puede evaluar construyendo un circuito equivalente de los TC principales y auxiliares (consulte la Figura E6.xb). Tenga en cuenta que agregar un TC auxiliar en el secundario del TC principal aumenta la impedancia de carga total del TC principal, por lo tanto, tenga cuidado debe tomarse para evitar exceder la carga máxima permitida del TC principal.

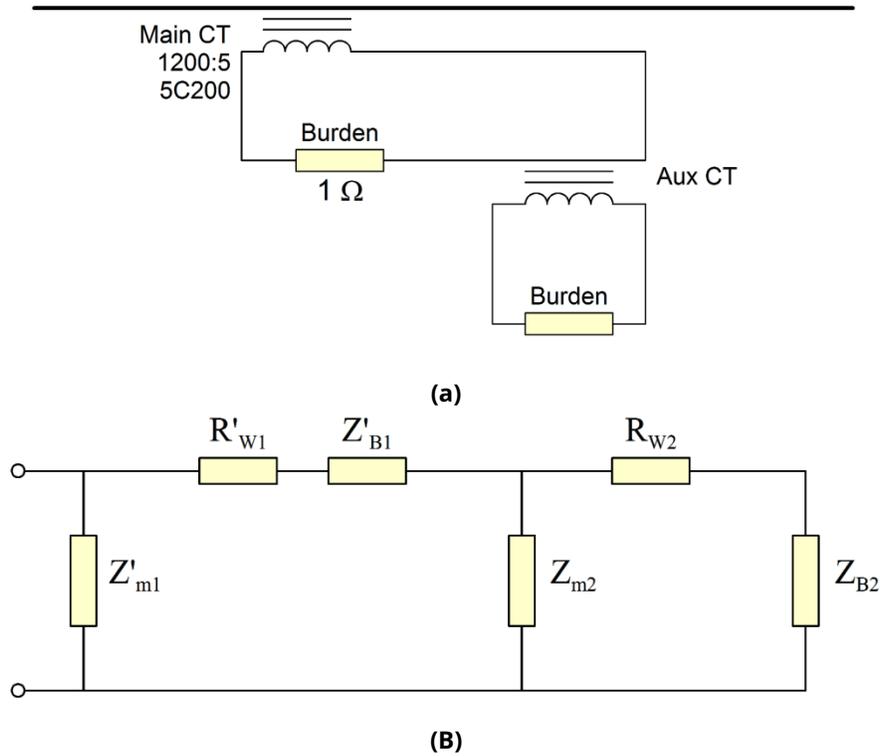


Figura E6.15: Aplicación de CT auxiliar (a) y circuito equivalente correspondiente (b)

6.2.7 Análisis del rendimiento en estado estacionario a frecuencia industrial

Ecuaciones fundamentales del modelo de transformador de corriente:

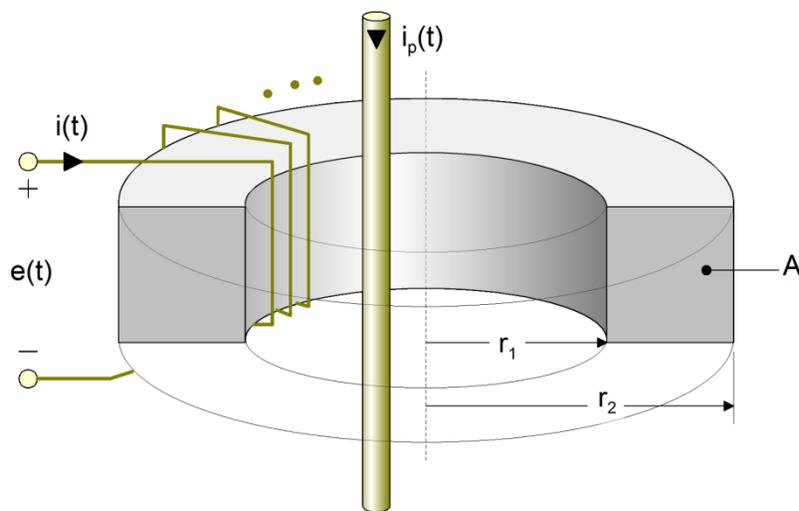


Figura E6.16: Aplicación de CT auxiliar (a) y circuito equivalente correspondiente (b)

Suponiendo que el núcleo de CT tiene una alta permeabilidad magnética relativa ($\mu_r \gg 1$), la intensidad del campo magnético H está relacionada con la corriente total que pasa a través del orificio del núcleo de la siguiente manera:

$$\sum_k I_k = lH$$

dónde: l es la longitud del núcleo. Para un núcleo toroidal de sección transversal rectangular, la longitud del núcleo es aproximadamente $l = 2\pi(r_1 + r_2)$

El voltaje a través del devanado del TC está relacionado con el enlace de flujo (λ), el flujo total (Φ) y el flujo densidad (B) como sigue:

$$v = m \frac{d\lambda}{dt} = \frac{D}{n} \frac{d\Phi}{dt} = \frac{dB}{dt} \frac{D}{n/A}$$

donde n es el número de vueltas del devanado secundario. Suponiendo excitación sinusoidal:

$$v = m \frac{dB}{dt} \frac{D}{n/A}$$

Tenga en cuenta también que:

$$B = \mu H$$

donde μ es la permeabilidad magnética del núcleo. Utilizando las ecuaciones anteriores, se puede evaluar el rendimiento de un TC en una variedad de condiciones. Tenga en cuenta que los materiales magnéticos típicos utilizados en la construcción del núcleo de CT, la saturación se produce a aproximadamente $B = 0,5$ Tesla. Por lo tanto, para evitar la saturación, la tensión máxima del devanado E debe limitarse a: $0,5\omega nA$. El procedimiento de análisis se demuestra a continuación con un ejemplo.

Ejemplo E6.1: Un transformador de corriente de 2400: 5 consta de un núcleo magnético toroidal. La sección transversal del núcleo es rectangular con dimensiones de 3,0 x 3,0 cm. El material del núcleo se satura a $B = 0,5$ Tesla. La impedancia total en el secundario del TC, incluida la impedancia y las cargas del devanado, es $X_b = 2,5$ ohmios.

- Calcule la corriente primaria máxima de 60 Hz que no saturará el TC.
- Suponiendo que la permeabilidad relativa del núcleo es 10,000 y los radios del núcleo son 9 y 12 cm respectivamente, calcule la corriente de magnetización a la máxima corriente primaria no saturada y el error de relación de CT para la misma corriente primaria.
- Un ingeniero desea que este CT pueda desarrollar un voltaje máximo de 400 voltios (RMS) en el secundario sin saturación. ¿Cuál debería ser la sección transversal del núcleo en este caso?

Solución - Parte (a): Primero, el número de vueltas en el circuito secundario se calcula a partir de:

$$N_1 / N_2 = 5/2400, N_1 = 1. \text{ Por tanto, } N_2 = 2400/5 = 480.$$

Por tanto, la tensión eficaz del devanado E debe limitarse a:

$$E = 0,5 \omega n A \sqrt{2} = 0,5 \times 377 \times 480 \times 9,0 \times 10^{-4} / 2 \sqrt{2} = 57,58 \text{ V}$$

Por lo tanto, la corriente del devanado secundario es:

$$I_s = EX_b = 57,58 \text{ V} / 2,5 \Omega = 23,03 \text{ A}$$

Despreciando la corriente magnetizante (aproximación razonable ya que evitamos la saturación), el la corriente primaria es:

$$I_p = I_s \times 480 \text{ A} = 11,05 \text{ kA}$$

Parte B) La reactancia magnetizante viene dada por la fórmula:

$$X = \frac{0,5 \omega n^2 A^2}{\ell} = \frac{2 \cdot 60 \cdot 4 \cdot 10 \cdot 10000 \cdot 480 \cdot 0,0^2 \cdot 3^2}{(0,09 \cdot 0,12)} = 1489$$

a voltaje máximo antes de la saturación, la corriente de magnetización será:

$$I_{metro} = EX = \frac{57,58 \text{ V}}{1489} = 0,03867 \text{ A}$$

y el error de relación:

$$\text{error} = 100 \frac{0,03867 \text{ A}}{23,03 \text{ A}} = 0,168\%$$

Parte (c) para tensión secundaria de 400 V

$$400 \sqrt{2} = 0,5 \omega n A, \text{ entonces } A = 400 \sqrt{2} / (0,5 \times 377 \times 480) = 0,00625 \text{ m}^2$$

Por lo tanto, la sección transversal del núcleo de CT (asumiendo una forma cuadrada) debe ser de al menos 7,9 x 7,9 cm

En un transformador de corriente ideal, la corriente primaria a secundaria es independiente de la magnitud de la corriente primaria, la frecuencia y el valor de la resistencia de carga. Sin embargo, los dispositivos reales se desvían de este comportamiento debido a varias causas, a saber:

- Resistencia al viento
- Impedancia de fuga
- Impedancia magnetizante
- Histéresis y saturación del núcleo
- Capacitancia parasitaria

La relación de transformación de CT nominal viene dada por:

$$k = \frac{1}{n} \frac{I_p}{I_s} \quad \text{E número de vueltas de bobinado secundario}$$

Sin embargo, la relación de transformación real difiere de la nominal debido a los factores anteriores. La diferencia normalizada entre las relaciones de transformación nominal y real se denomina "error de relación de transformación". La magnitud del error depende de la magnitud de la corriente, la frecuencia, la impedancia de carga, etc. Primero, consideramos el error de transformación para la operación en estado estable a 60 Hz. El rendimiento en estado estable de los TC se puede analizar considerando un circuito equivalente. El circuito equivalente de un transformador de corriente se ilustra en la Figura 6.x. Consta de los siguientes componentes:

L_1, L_2	Inductancia de fuga primaria y secundaria
R_1, R_2	Resistencia de bobinado primario y secundario
L_{metro}	Inductancia magnetizante
G_{metro}	Conductancia de pérdida del núcleo (debido a histéresis y corrientes de Foucault)
Z_B	Impedancia de carga
Z_C	Impedancia del cable (Cable que conecta el TC secundario a la carga). Relación de transformación nominal de CT (placa de características)
$N: 1$	

La impedancia de carga Z_B es normalmente resistivo. Los valores típicos de las resistencias de carga de TC varían de 0,05 ohmios a 0,5 ohmios.

Los componentes L_{metro} y G_{metro} modelan la corriente magnetizante del TC. La relación de esta corriente con el voltaje en L_{metro} y G_{metro} en realidad no es lineal. Sin embargo, si este voltaje está por debajo de cierto umbral, esta aproximación es válida. Este tema se discute en detalle en la sección **Saturación**.

Al referir todas las impedancias al secundario, se obtiene un circuito equivalente más simple, ilustrado en la Figura 6.x. La relación real de corriente primaria a secundaria es:

$$k = \frac{I_p}{I_B} = \frac{I_s}{I_B}$$

Tenga en cuenta que a menos que $y_{os} = I_s/I_B$ la relación de transformación real difiere de la relación de transformación (nominal) de la placa de identificación. El factor y_{os}/I_B se llama el *Factor de corrección de relación (RCF)*. Puede ser calculado a partir del circuito equivalente de la siguiente manera:

]

$$RCF = \frac{I_s}{I_B} = \frac{Z_{METRO} Z_2 Z_C Z_B}{Z_{METRO}}$$

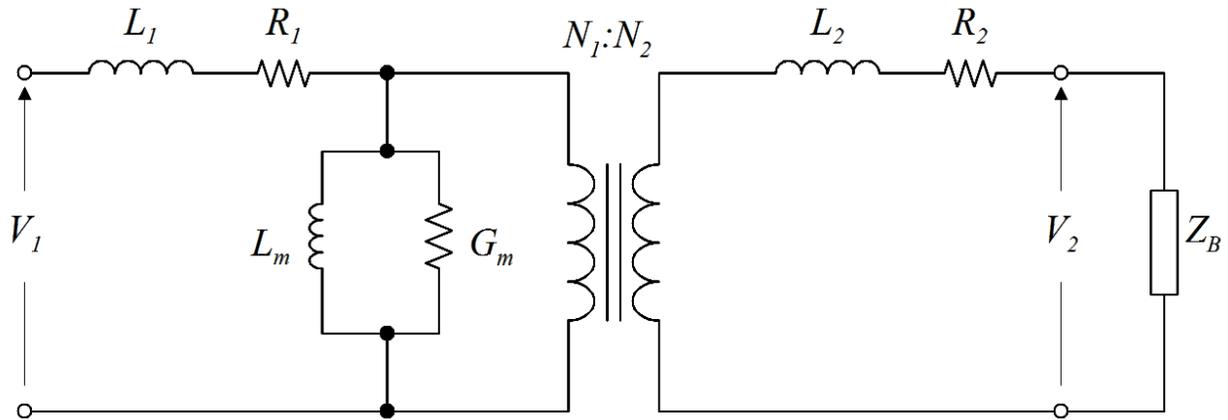


Figura 6.17: Circuito equivalente del transformador de corriente

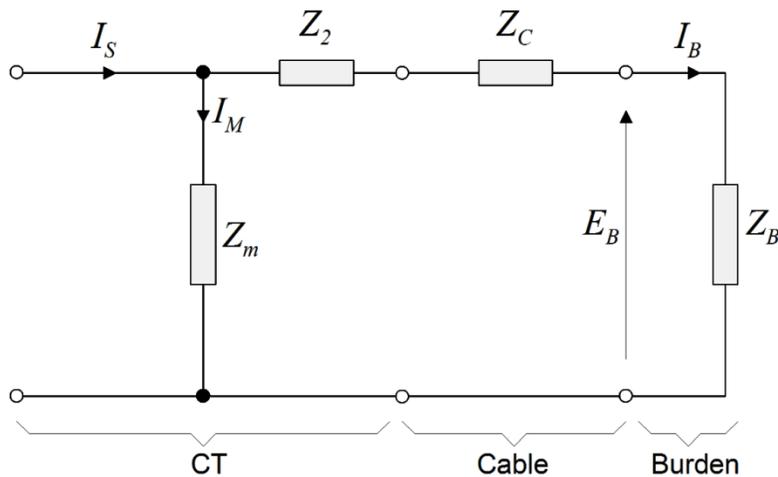


Figura 6.18: Circuito equivalente de TC simplificado

Tenga en cuenta que el factor de corrección de la relación es, en general, una cantidad compleja. Incluye tanto una corrección de magnitud como de fase. Para determinar el factor de corrección de la relación, las siguientes observaciones son útiles:

El RCF se acerca a la unidad a medida que se reducen la carga y las impedancias de cables y devanados.

La impedancia de carga Z_B es normalmente resistiva y típicamente de valor pequeño (por debajo de 0,1 ohmios).

La impedancia de magnetización es casi inductiva y relativamente grande a menos que el núcleo del CT esté saturado. La saturación del núcleo se puede determinar por el voltaje a través de la magnetización. reactancia (ver sección 6.4.2)

Dado el factor de corrección de la relación, el error de CT en porcentaje se define como:

$$100 \frac{\frac{I_{PAG}}{I_S}}{\frac{I_{PAG}}{I_S}} = 100 \frac{\frac{I_{PAG}}{I_S}}{\frac{I_{PAG}}{I_S}} = 100 \frac{1}{RCF} \%$$

Ejemplo E6.2: Calcule el error máximo de relación del circuito CT ilustrado en la Figura E6.xa 60 Hz.

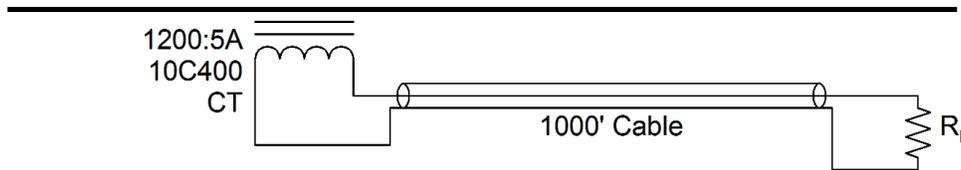


Figura E6.2

Se proporciona la siguiente información:

- Clasificación CT: 1200: 5
- Clase de precisión CT: 10C400
- Resistencia al viento: 0,8 ohmios
- Resistencia a la carga: 0,1 ohmios
- Impedancia de la serie de cables: 0.00002 + j0.00005 ohmios / pie

Solución: Suponiendo que a una tensión secundaria nominal máxima de 400 voltios, el error de relación es del 10%, la impedancia de magnetización es de 400 V / 10 A = 40 ohmios. Por lo tanto, el circuito equivalente con el CT, el cable de instrumentación y la carga es como se muestra en la Figura xxx.

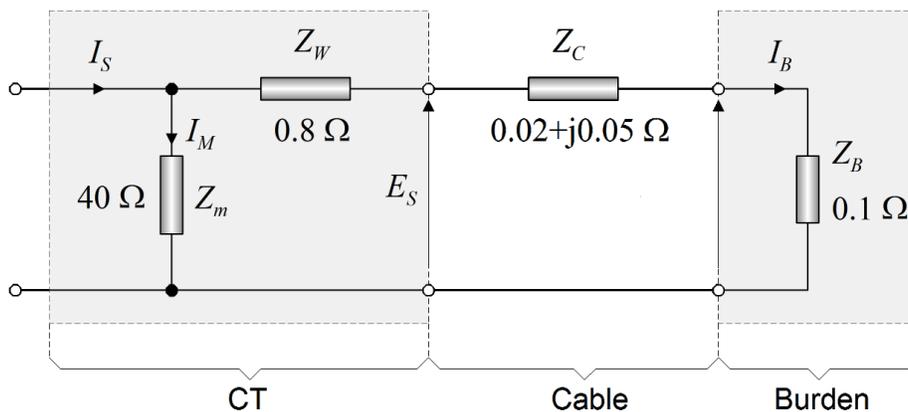


Figura E6.19

A 20 veces la corriente secundaria nominal, $I_S = 100$ A. Entonces:

$$I_B = I_s \frac{40}{40 - 0,92 - j0,05} = 97.752 \text{ mA}^{\angle 0,07^\circ}$$

Por tanto, el error de relación es:

$$100 \frac{|I_B|}{|I_s|} = \frac{97.752}{100} \% = 2,248\%$$

6.2.8 Respuesta de frecuencia

La respuesta de frecuencia de los TC se desvía de la respuesta plana ideal debido a la interacción entre la inductancia de fuga, la inductancia de magnetización y la capacitancia parásita. Tenga en cuenta que existe una capacitancia parásita entre las vueltas de los devanados, así como entre cada devanado y el núcleo magnético del TC (consulte el circuito equivalente ilustrado en la Figura xxx). La Figura 6.x ilustra la respuesta de frecuencia de un TC de clase de medición de 600 V. Tenga en cuenta que este dispositivo tiene una resonancia cerca 4.100 Hz, lo que provoca un pico de ganancia de aproximadamente el 10% y una desviación de fase de -40 grados a 4.500 Hz. La frecuencia de resonancia de este dispositivo es mucho más alta que la frecuencia de potencia y, por lo tanto, no causa un error significativo en las aplicaciones de medición y retransmisión. Sin embargo, es importante tener en cuenta que cuanto mayor sea la relación de transformación, menor será la frecuencia de resonancia.

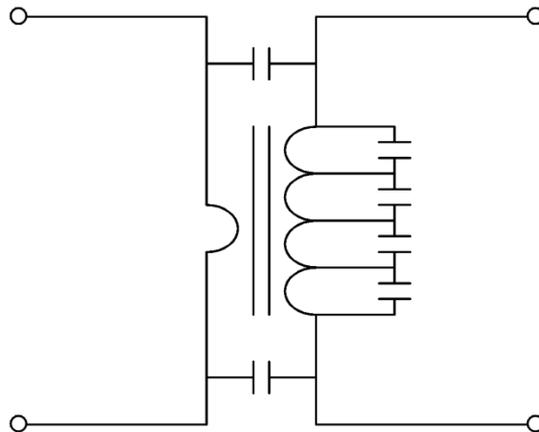


Figura 6.20: Capacitancia parasitaria de CT

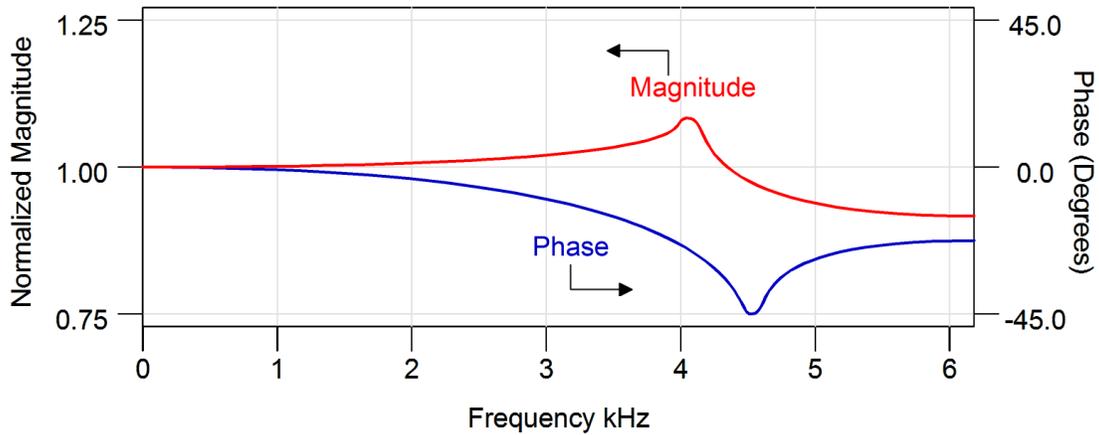


Figura 6.21: Respuesta de frecuencia típica de CT de clase de medición de 600 V

6.2.9 Saturación

El núcleo magnético de CT exhibe una relación no lineal entre la intensidad del campo magnético y la densidad de flujo magnético. Esto da como resultado una relación no lineal entre la corriente de magnetización y el enlace de flujo (que también está relacionado con el voltaje a través del devanado del TC). Figura 6.x ilustró un gráfico típico de enlace de flujo versus corriente de magnetización.

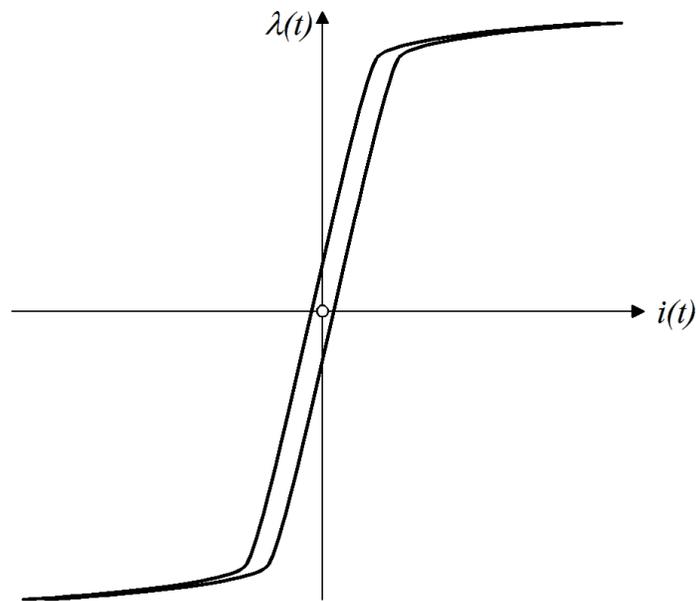


Figura 6.22: Enlace de flujo típico frente a corriente

Considere el circuito equivalente de CT ilustrado en la Figura 6.x, derivado de despreciar la reactancia de fuga y la resistencia del devanado, y referir todas las cantidades al secundario. La corriente

La fuente representa la corriente primaria del TC multiplicada por la relación nominal del TC. El elemento L_{METRO} representa la reactancia magnetizante no lineal, y la resistencia R_B es la resistencia de carga del CT. Combinando la carga y la fuente de corriente en un equivalente de Thevenin, se obtiene el circuito de la figura 6.xb. El análisis de bucle de este circuito produce la siguiente ecuación:

$$R_B i(t) = R_B I_M(t) + \frac{d \{e_{so}\}}{dt}$$

Suponiendo que las condiciones de funcionamiento del TC son tales que no se produce saturación, se puede utilizar el siguiente modelo:

$$e_{so} = \frac{L}{R_B} \frac{di(t)}{dt}$$

Tenga en cuenta que el modelo anterior indica que la respuesta al escalón de CT insaturada es exponencial con tiempo constante $\frac{L}{R_B}$

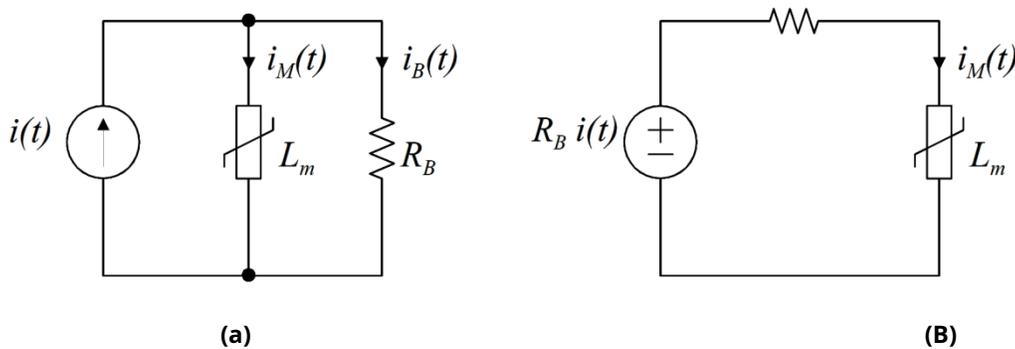


Figura 6.23: Transformadores de corriente de núcleo magnético típicos
(a) Circuito equivalente de TC, (b) Equivalente de Thevenin

Suponiendo una entrada sinusoidal, la solución a la ecuación anterior produce la corriente de magnetización:

$$i_M(t) = \frac{E_0 N}{\sqrt{1 + (L/R_B)^2}} \sin(\omega t - \phi)$$

donde E_0 es la amplitud de la corriente primaria y N es la relación de transformación de CT.

Observe que para una corriente primaria dada y una relación de vueltas, la amplitud de la magnetización la corriente aumenta con:

- aumentando la resistencia a la carga R_B
- disminuyendo la frecuencia ω ,

Para un CT dado, la saturación ocurre cuando la corriente de magnetización excede un cierto valor (cerca del codo del flujo frente a la curva de corriente de magnetización). Así, se pueden sacar las siguientes conclusiones:

- Un CT está saturado con un valor de CC mucho más bajo que una corriente de 60 Hz.
- Disminuir la resistencia de carga permite que el CT resista una corriente primaria más alta antes de la saturación.
- La resistencia del devanado del TC y la inductancia de fuga limitan la capacidad de corriente máxima del TC (para funcionamiento no saturado).

Cuando se produce la saturación, la corriente secundaria del TC se distorsiona gravemente. El comportamiento de un CT saturado no se puede calcular analíticamente. Sin embargo, se pueden utilizar técnicas numéricas para simular el comportamiento de la TC durante la saturación. La Figura 6.x ilustra la respuesta de CT de saturación calculada para dos casos (a) saturación causada por la compensación de CC de la corriente de entrada, (b) saturación causada gran corriente sinusoidal.

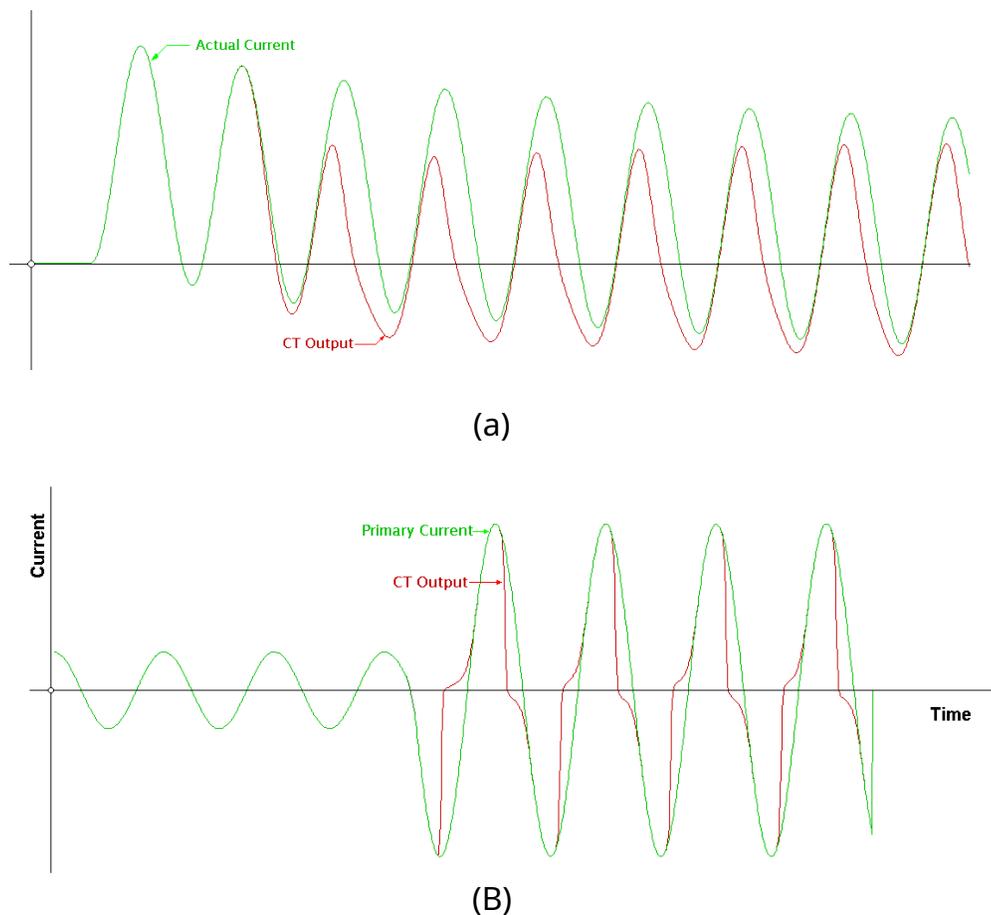


Figura 6.24: Formas de onda típicas de saturación de CT
(a) Causa por compensación de CC, (b) Causada por alta corriente de falla

La Figura 6.x ilustra las características de magnetización de un CT de 1200: 5 típico. Estas curvas se obtienen experimentalmente y proporcionan el voltaje RMS a través del devanado secundario en función de la corriente de excitación RMS para cada toma secundaria del TC. La corriente de magnetización se refiere al devanado secundario. Cuando se utilizan los datos de la Figura 6.x, tenga en cuenta que, en general, el voltaje será aproximadamente sinusoidal pero la corriente de magnetización se distorsionará severamente.

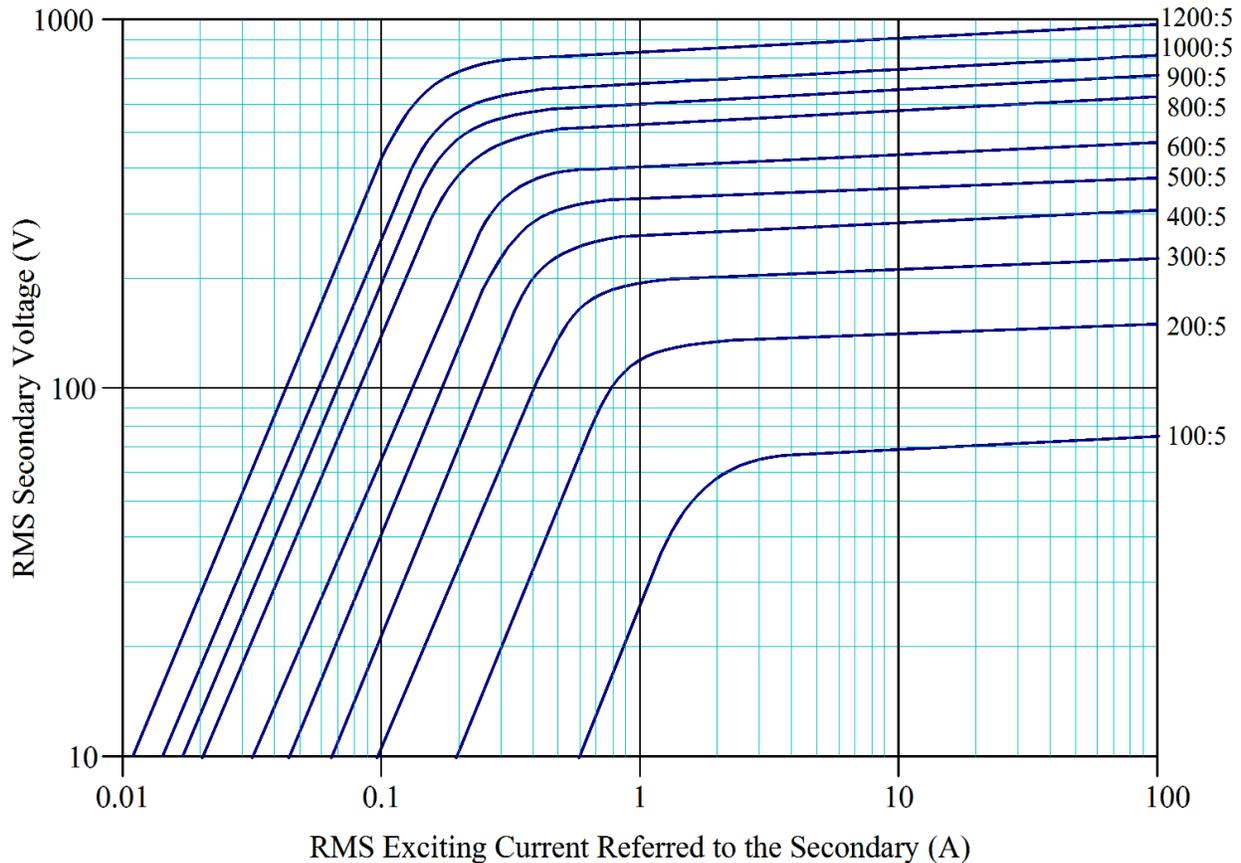


Figura 6.25: Características típicas de magnetización de CT (valores RMS)

Las características de magnetización se pueden utilizar para calcular el factor de corrección de la relación de CT, para determinar la carga adecuada para evitar la saturación, etc. El uso de estos datos se demuestra a continuación con un ejemplo.

Ejemplo E6.x: Un TC de 1200: 5 debe poder funcionar sin saturación para una corriente primaria de hasta 20.000 amperios. ¿Cuál es la resistencia de carga máxima que cumplirá con este requisito? (Desprecie la inductancia de fuga y la resistencia del devanado).

Solución: A partir de las características de magnetización, se puede determinar que utilizando el grifo 1200: 5, la rodilla de saturación comienza en las siguientes condiciones:

Voltaje secundario: 500 voltios

Corriente de magnetización: 0,12 amperios

A 20.000 A, la corriente secundaria nominal es 83,3 A. El circuito equivalente simplificado del TC en este caso será como se ha descrito en la Figura 6.x. La corriente secundaria nominal es la suma de la corriente de magnetización y la corriente de carga. Suponiendo que la corriente de magnetización está a 90 grados con la corriente de carga, la corriente de carga es:

$$I_B = \sqrt{83,3^2 + 0,12^2} = 83,3A$$

Por lo tanto, la impedancia de carga máxima es:

$$R_B = \frac{500V}{83,3A} = 6.0$$

Ejemplo E6.x: El CT del problema E6.x se utiliza con una impedancia de carga de 6,0 ohmios. Durante una falla, la corriente primaria alcanza los 40,000 amperios. Determine la corriente de magnetización, la corriente de carga y el factor de corrección de la relación.

Solución: Considere el circuito equivalente de Thevenin simplificado del secundario del TC en las condiciones dadas.

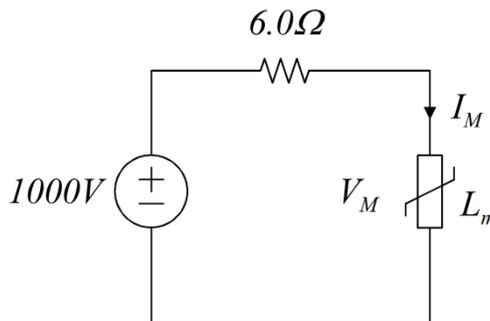


Figura E6.26 Circuito equivalente de Thevenin

El voltaje secundario y la corriente de magnetización deben satisfacer la ecuación:

$$V_{METRO} = 1000 - 6I_{METRO}$$

Para encontrar la corriente de magnetización, trazamos la línea VI anterior sobre la magnetización del CT. características. Tenga en cuenta que, dado que la gráfica es logarítmica, esta línea será curva. El de intersección esta curva con la característica de magnetización 1200: 5 produce el punto de funcionamiento:

$$V_M = 910 V$$

$$I_M = 15 A$$

Así, la corriente a través de la carga es

$$I_B = \sqrt{15.0^2 + 165.99^2} = 166.62 \text{ A}$$

La magnitud del factor de corrección de la relación es:

$$RCF = \frac{166.66}{165.99} = 1.0041$$

El error de fase es:

$$= \text{atan}(15.0 / 165.99) = 5.16^\circ$$

Tenga en cuenta que el análisis anterior es aproximado. Dado que el CT está saturado, la corriente de magnetización no es sinusoidal. Se puede lograr un análisis más preciso del rendimiento de CT saturado utilizando técnicas de modelado numérico.

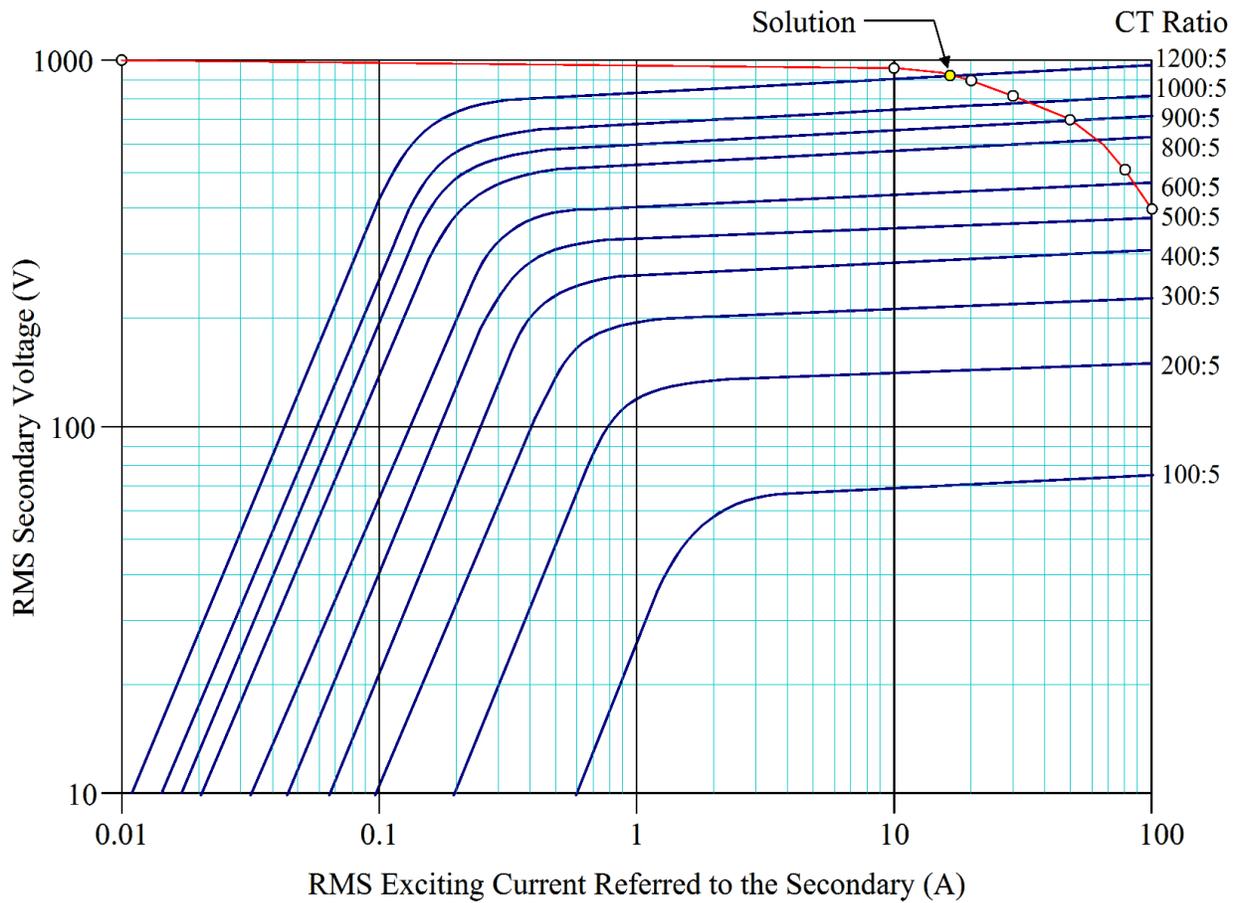


Figura E6.27: Características de magnetización con curva de línea de carga

6.2.10 Transformadores de medida no convencionales

Los transformadores de instrumentos de núcleo magnético, como los transformadores de corriente y voltaje, se han utilizado ampliamente en aplicaciones de sistemas de potencia y, por lo tanto, se denominan colectivamente transformadores de instrumentos convencionales. Recientemente, los transformadores de instrumentos se han desarrollado utilizando tecnologías alternativas que brindan varias ventajas sobre los transformadores de medida convencionales. Estos dispositivos se denominan *norteen-Cconvencional Instrumento Ttransformadores* (NCIT). Varios de estos dispositivos se describen en las siguientes secciones.

Transformador de corriente de núcleo de aire (bobina Rogowski)

Se puede construir un sensor de corriente enrollando una bobina estrechamente enrollada sobre un toroidal *no magnético* formulario. El voltaje desarrollado a través de los terminales de la bobina es proporcional a la tasa de cambio de la corriente que pasa a través de la forma toroidal. La constante de proporcionalidad es función de la ubicación de la estructura alrededor del conductor portador de corriente. Esta estructura se conoce como *Rogowski* bobina.

Para obtener una salida proporcional a la corriente que pasa por la forma toroidal, la tensión de salida debe estar integrada. La Figura 6.x ilustra un sensor de corriente de bobina Rogowski. La salida de la bobina está conectada al integrador para generar un voltaje proporcional a la corriente medida *eso*).

La principal ventaja de este dispositivo con respecto a los TC de núcleo magnético es que es inmune a los efectos de saturación del núcleo. La desventaja es que requiere un integrador y calibración. Las implementaciones de integradores analógicos son propensas a problemas de precisión y estabilidad. Sin embargo, los avances recientes en la electrónica digital han dado como resultado implementaciones de integradores digitales de alta calidad. Otra desventaja es que la bobina Rogowski genera un voltaje de salida muy bajo y, por lo tanto, son susceptibles a errores causados por interferencias electromagnéticas (EMI). La necesidad de calibración proviene del hecho de que la constante M ilustrada en la Figura 6.x depende de la ubicación relativa de la estructura con respecto al conductor portador de corriente. Debido a estas desventajas, las bobinas de Rogowski no se han utilizado ampliamente en aplicaciones de retransmisión, excepto en aplicaciones especializadas.

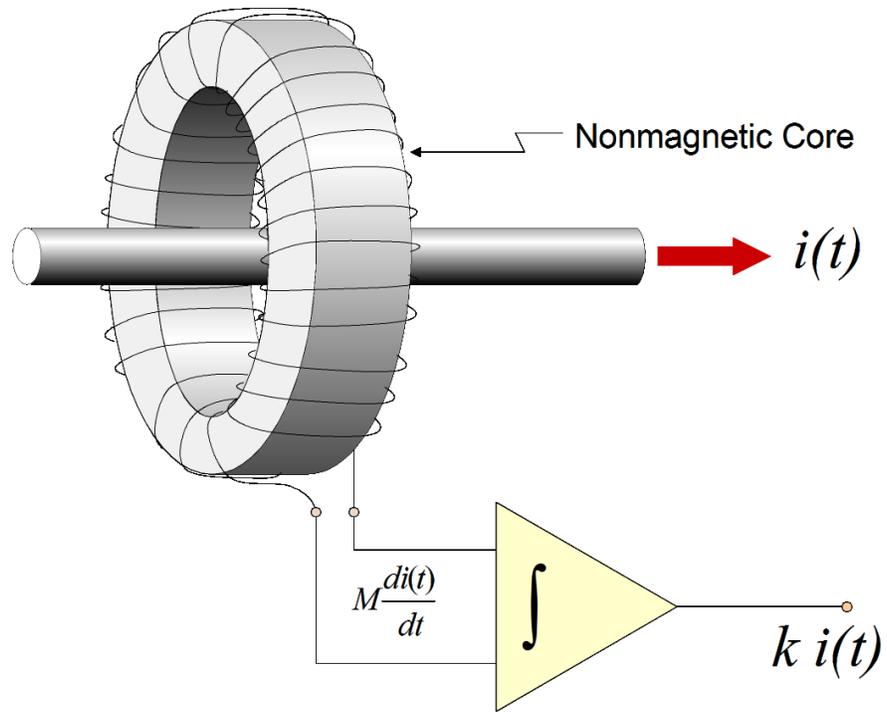


Figura 6.28: Bobina Rogowski con circuito integrador

6.2.11 Transformadores de corriente magnetoópticos

Los sensores de corriente magneto-ópticos se basan en el efecto Faraday. El efecto Faraday se puede describir de la siguiente manera: Considere un haz de luz monocromática polarizada (LÁSER) que se propaga a través de un medio óptico transparente. Si se aplica un campo magnético a través del medio óptico, se modifica el ángulo de polarización del haz de luz. El cambio de ángulo es proporcional a la intensidad del campo magnético y la longitud de la trayectoria de la luz a través del medio.

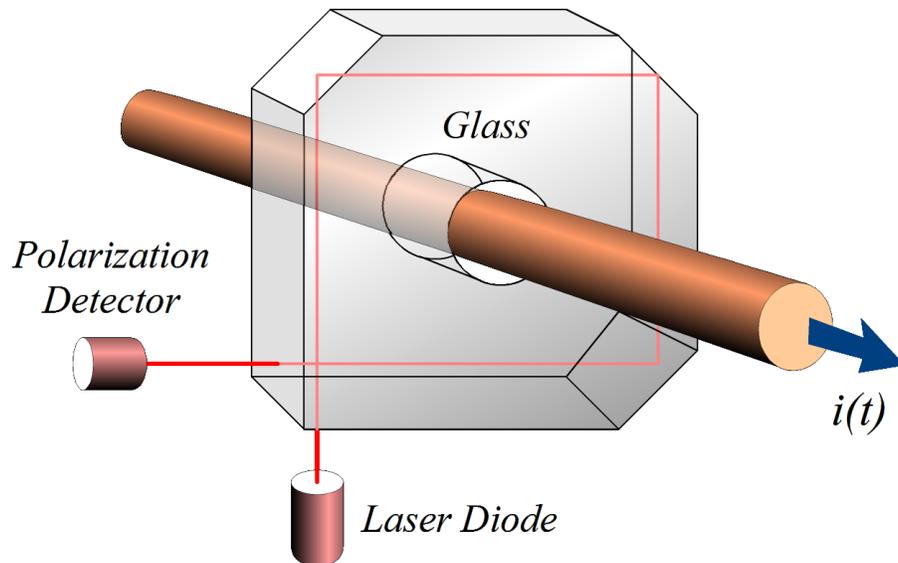


Figura 6.29: Configuración de TC magnetoóptico

Los sensores de corriente basados en el efecto Faraday utilizan una trayectoria de luz que gira alrededor de un conductor portador de corriente como se ilustra en la Figura 6.x. El haz de luz es generado por un diodo láser, se propaga a través de una fibra óptica o un bloque de vidrio que rodea el conductor. El cambio de polarización es detectado por un sistema polarimétrico (detector de polarización) que convierte la variación del ángulo de polarización en variación de la intensidad de la luz según la función:

$$P(t) = \frac{P_0 A G}{2} \sin^2(k i(t))$$

donde P_0 es la intensidad de la luz de entrada
 $P(t)$ es la intensidad de la luz de salida
 k es una constante que depende de las propiedades del material óptico y de la trayectoria de la luz geometría.

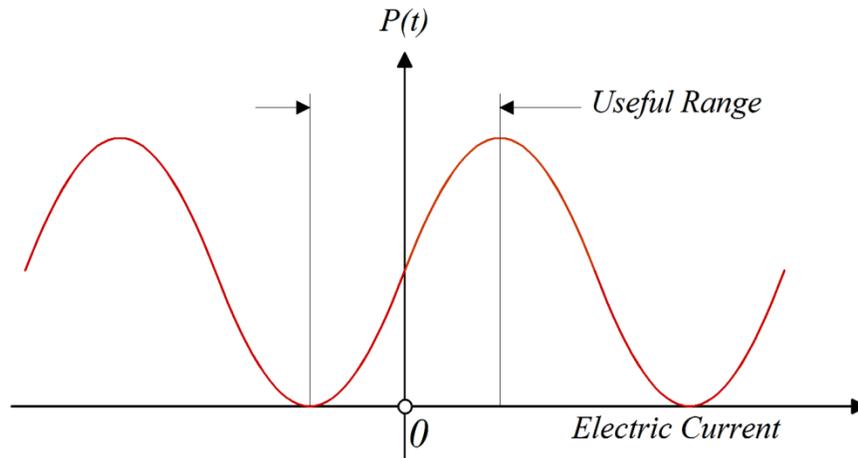


Figura 6.30 - Intensidad de salida de luz frente a corriente eléctrica

Las ventajas de los transformadores de corriente magneto-ópticos son: (a) proporcionan alta precisión de medición, amplio rango de frecuencia y amplio rango dinámico, (b) la implementación de fibra óptica proporciona naturalmente aislamiento galvánico a voltajes muy altos.

Las desventajas de los transformadores de corriente magneto-ópticos son: (a) requieren un circuito de soporte complejo y una fuente de alimentación, y (b) las implementaciones actuales también tienen circuitos de amplificación y salida adicionales para convertir las señales en voltajes y corrientes de retransmisión estándar (67V / 115V y 5A / 1A).

6.2.12 Conexiones del transformador de corriente

Los devanados secundarios de los transformadores de corriente se pueden conectar en triángulo o en estrella para proporcionar el desplazamiento de fase deseado, o se pueden conectar para proporcionar la corriente de secuencia positiva o la corriente de secuencia negativa o la corriente de secuencia cero. Estas conexiones fueron muy importantes en la era de los relés electromecánicos, ya que algunos de los esquemas de protección necesitan estas corrientes (componentes de secuencia) en la lógica de protección. En el capítulo 2 se han analizado ejemplos de estas conexiones.

Los relés numéricos aceptan directamente la salida de cada CT individual y forman el apropiado cantidad numéricamente según lo requiera la función de protección particular.

6.3 Transformadores de medida de voltaje

Los transformadores de instrumentos de alto voltaje se pueden clasificar como transformadores de instrumentos convencionales, que incluyen:

- Transformadores de potencial (PT)
- Transformadores de voltaje acoplados capacitivos (CCVT)

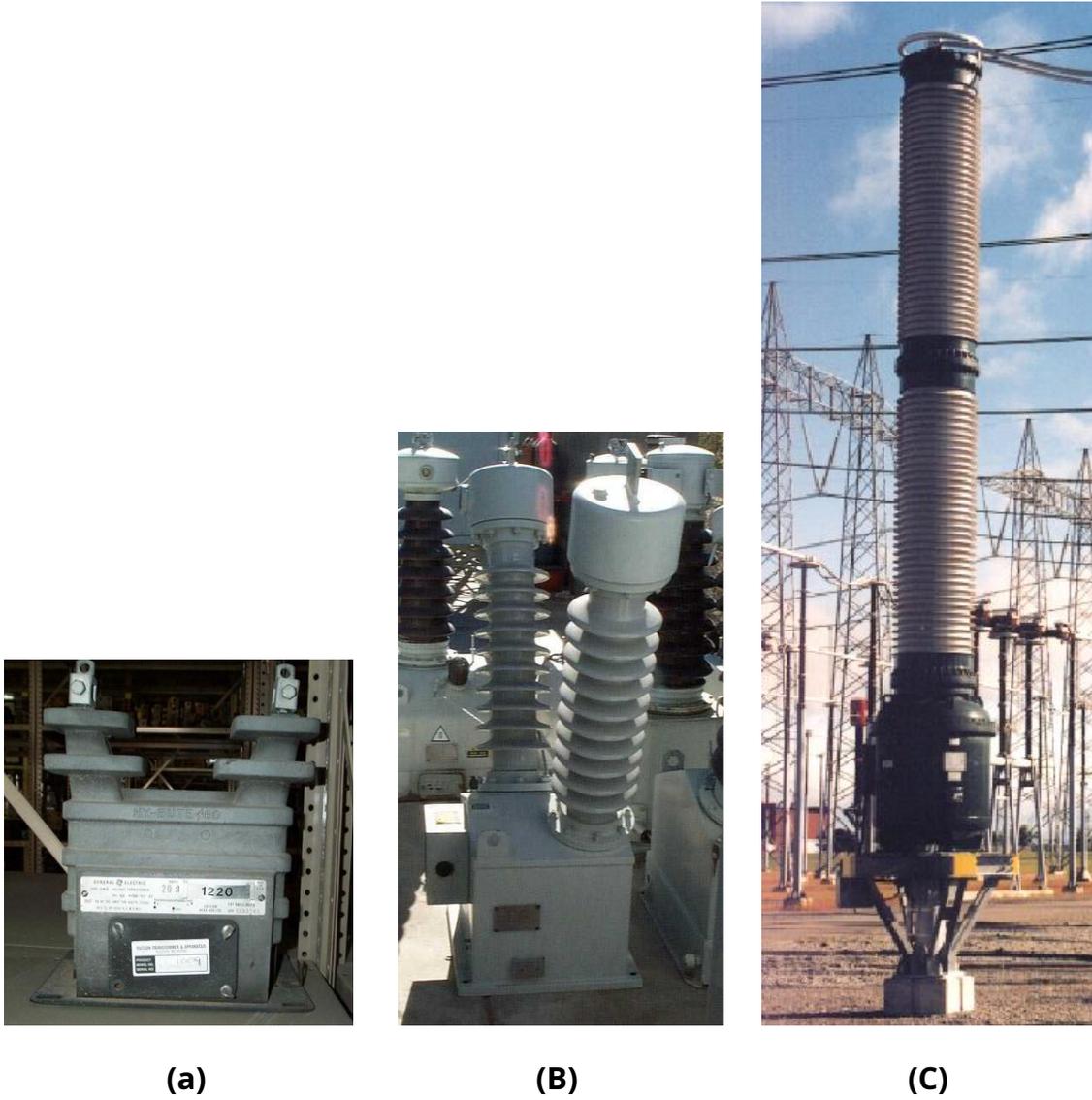
y transformadores de medida no convencionales, como:

- Transformador de voltaje electroóptico (EOVT)
- Divisores de voltaje capacitivos (CVD)

Para todas las tecnologías anteriores se utiliza el término general Transformadores de voltaje (TT). En aplicaciones de sistemas de energía de alto voltaje (unidades de medición y relés para exteriores) se utilizan comúnmente PT y CCVT. Estos dispositivos se fabrican en una variedad de formas y tamaños. La Figura 6.x ilustra varios PT de diferentes niveles de voltaje para aplicaciones de medición y protección de sistemas de energía.

En aplicaciones de sistemas de potencia de alta y extra alta tensión (unidades de medición y relés exteriores), los CCVT se utilizan con bastante frecuencia. Estos dispositivos contienen un divisor de voltaje capacitivo y un circuito de interfaz secundario que consta de un transformador magnético, un reactor neutralizador y un circuito de supresión de ferro-resonancia. La Figura 6.x ilustra la estructura de una CCVT típica.

Los transformadores de tensión electroópticos y los divisores de tensión capacitivos se han hecho disponibles en las últimas dos décadas y ofrecen muchas ventajas. Estas tecnologías se analizan en secciones posteriores. La Figura 6.x ilustra dos EOVT disponibles comercialmente.



**Figura 6.31: Transformadores de potencial de medición: varios niveles de voltaje
(a) 2,4 kV, (b) 69 kV, (c) 345 kV**

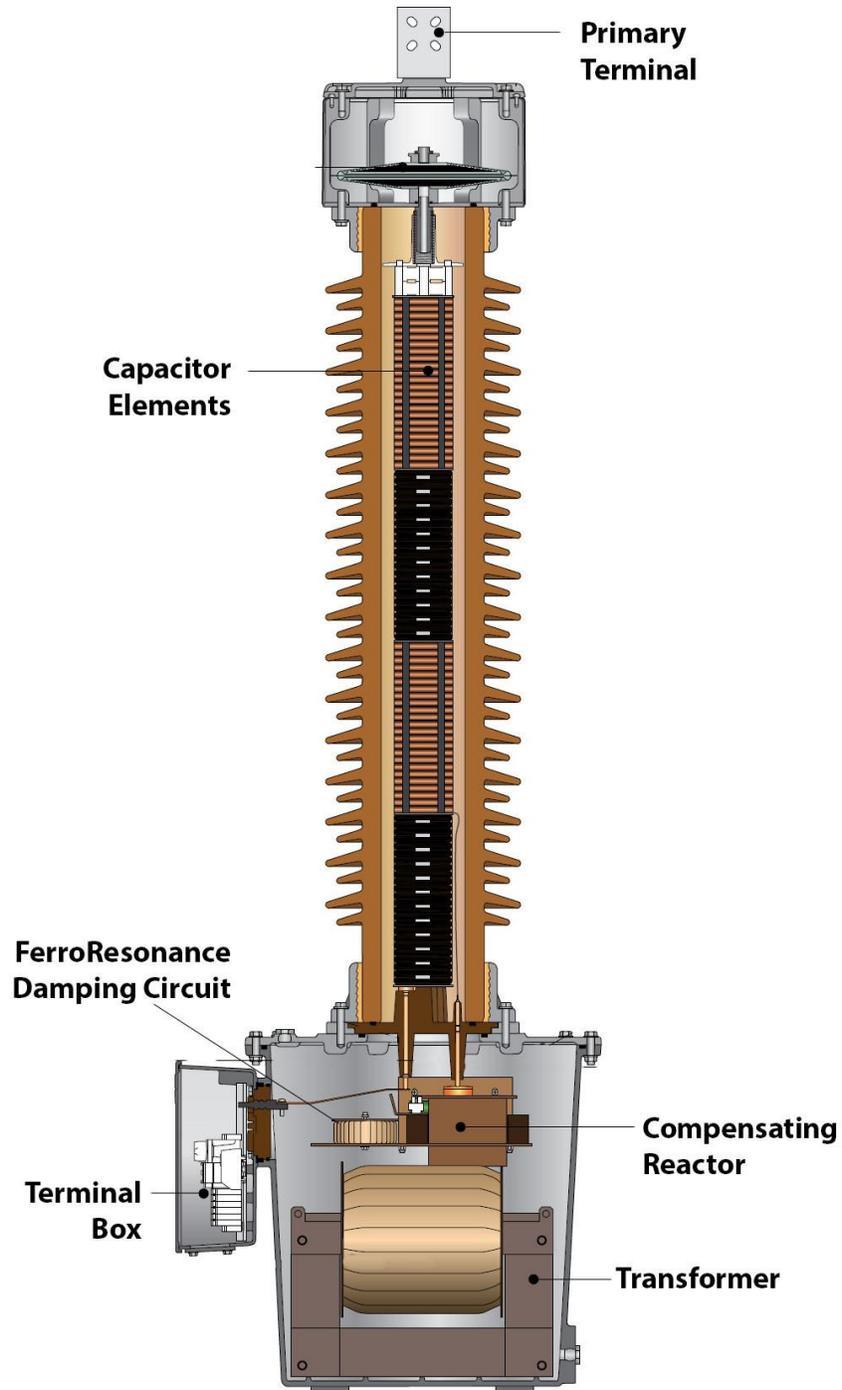


Figura 6.32: Transformador de voltaje acoplado capacitivo (ABB)

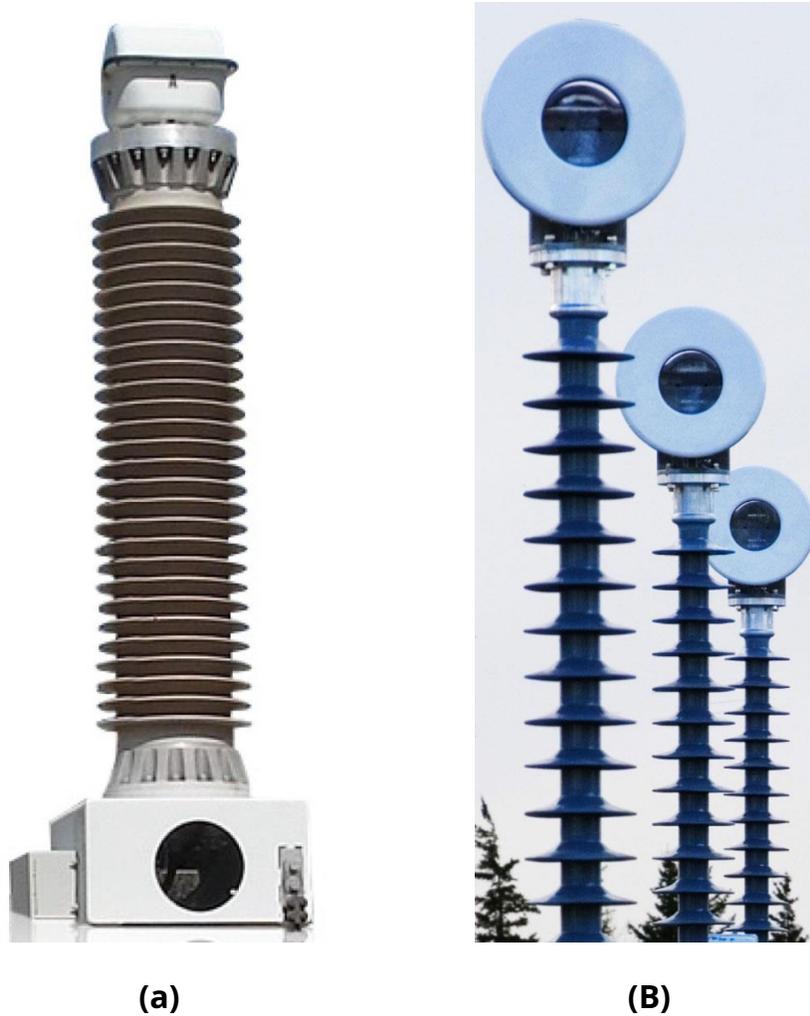


Figura 6.33: Transformadores de instrumentos electro / magnetoópticos
(a) ABB EOVT / MOCT combinados
(a) EOVT / MOCT combinados de Alstom / NxtPhase

Los divisores de voltaje capacitivos (CVD) proporcionan mediciones precisas de ancho de banda amplio con una respuesta de frecuencia relativamente plana. En el pasado, estas tecnologías se limitaban a la instrumentación de grado de laboratorio. Recientemente, debido a los avances en la electrónica, estos dispositivos se han vuelto prácticos también para aplicaciones de medición y retransmisión de sistemas de energía.

Los divisores de voltaje resistivo (RVD) también proporcionan mediciones precisas de ancho de banda amplio con una respuesta de frecuencia relativamente plana. Sin embargo, estas tecnologías no son adecuadas para aplicaciones de alto voltaje y están limitadas a voltajes medios e inferiores, debido a la alta disipación de potencia.

La respuesta de frecuencia de los transformadores de instrumentos de voltaje varía ampliamente con la tecnología y el nivel de voltaje. La respuesta de frecuencia más plana se logra mediante las tecnologías de divisores electroópticos y capacitivos.

6.3.1 Estandarización de transformadores de tensión

La tensión secundaria nominal de los TT para aplicaciones de sistemas de potencia se ha estandarizado a uno de los siguientes valores:

69,3 voltios (para devanados secundarios conectados en estrella)

115 voltios (para devanados secundarios conectados en triángulo)

Las clases de error tienen los siguientes valores estándar:

0,3%

0,6%

1,2%

6.3.2 Marcas de polaridad del transformador de voltaje

La polaridad está indicada por un punto colocado cerca de un terminal de cada devanado. Los voltajes medidos desde los terminales marcados hasta los no marcados de cada devanado están en fase.

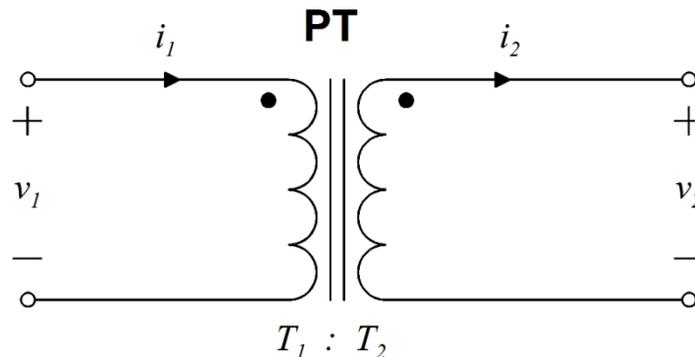


Figura 6.34: Notación de puntos del transformador

6.3.3 Transformadores de potencial (PT)

Los transformadores de potencial constan de un núcleo magnético con un devanado de alto voltaje (primario) y un devanado de bajo voltaje (secundario). Los transformadores de potencial suelen estar encerrados en contenedores llenos de aceite. El aceite proporciona enfriamiento y aislamiento.

6.3.4 Análisis del rendimiento del PT en estado estacionario

El rendimiento del PT cerca de la frecuencia industrial puede evaluarse considerando el circuito equivalente ilustrado en la Figura 6.x. Tenga en cuenta que para frecuencias más altas, la capacitancia parásita entre devanados puede afectar la respuesta del TP y, por lo tanto, debe incluirse en el análisis.

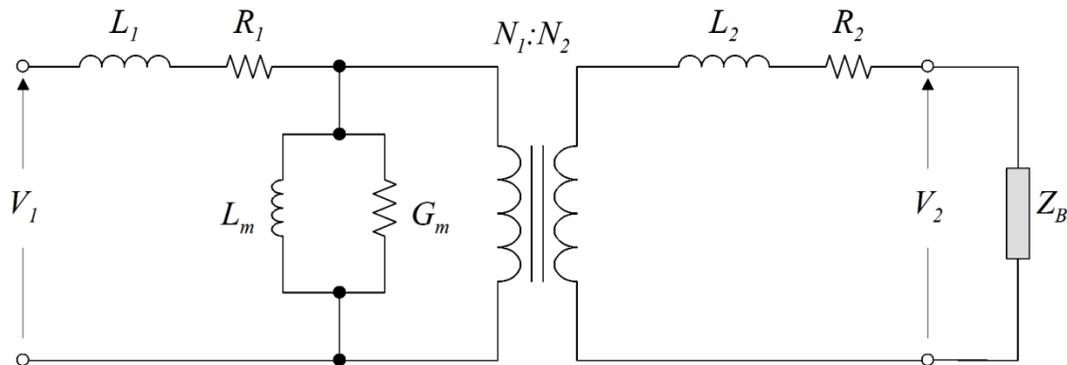


Figura 6.35: Circuito equivalente de transformador de potencial

La relación de transformación nominal de PT, t_n , viene dada por la relación de vueltas:

$$t_{\text{norte}} = \frac{\text{norte}_1}{\text{norte}_2}$$

donde N_1 es el número de vueltas del devanado primario, y N_2 es el número de vueltas del devanado secundario. La relación real de salida sobre la tensión de entrada varía ligeramente de la relación nominal debido a las interacciones de las impedancias de fuga, magnetización y carga. Dados los valores de estas impedancias, el error de relación y un factor de corrección se pueden calcular utilizando técnicas de análisis de circuitos. La metodología se ilustra a continuación con un ejemplo.

6.3.5 Respuesta de frecuencia PT

La respuesta de frecuencia de los PT varía ampliamente con el tamaño, el nivel de voltaje y la carga del PT. La Figura 6.x ilustra la respuesta de frecuencia de un transformador de potencial típico de 200 kV / 115 V, con una carga resistiva de 80 ohmios conectada a través del devanado secundario.

Las irregularidades en la respuesta de frecuencia se deben a la resonancia entre las inductancias de fuga y magnetización y las capacitancias parásitas de giro a giro y devanado a devanado. Tenga en cuenta que los niveles máximos de resonancia de la respuesta de frecuencia son sensibles a la resistencia de carga. Específicamente, cuando se elimina la carga, los picos de magnitud aumentan en un 20%. Consulte la referencia [??] para obtener información adicional sobre la posible respuesta de frecuencia del transformador.

Los PT se pueden utilizar para la adquisición de datos de forma de onda siempre que se conozca su respuesta de frecuencia en el rango de frecuencia de interés, de modo que se puedan realizar las correcciones adecuadas. Generalmente, la resonancia se produce muy por encima de las frecuencias de potencia, por lo que para la mayoría de las aplicaciones de retransmisión no es necesaria la corrección de la respuesta de frecuencia.

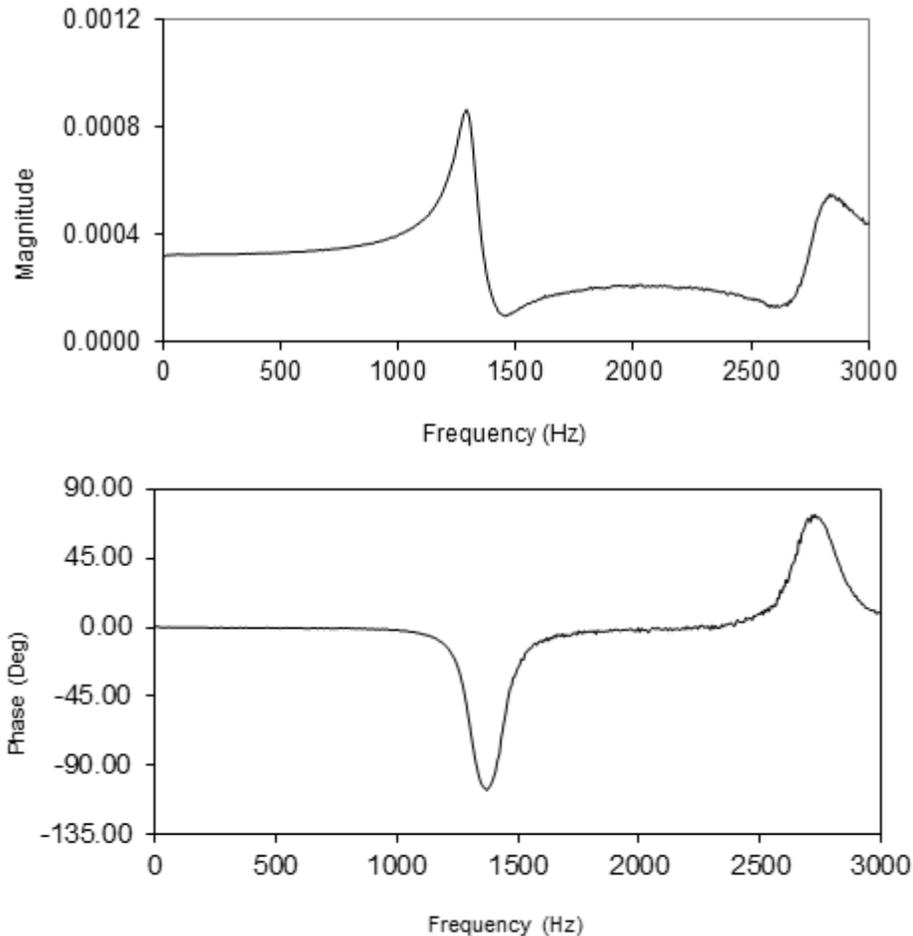


Figura 6.36: Respuesta de frecuencia del transformador potencial de 200 kV / 115 V

Ejemplo E6.x: Considere un transformador de potencial de 200kV: 115V. Los parámetros del transformador de medida son:

Potencia nominal: 300 VA

Reactancia de fuga: 0,02 pu

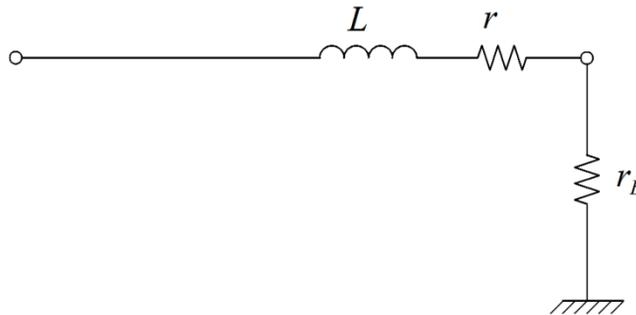
Impedancia de carga: 100 ohmios

Capacitancia entre devanados: 5 pF

- (a) Ignore la capacitancia entre devanados. Calcule la función de transferencia del transformador en el rango de frecuencia de 10 Hz a 10 kHz.

- (B) Calcule la función de transferencia del transformador en el rango de frecuencia de 10 Hz a 10 kHz, teniendo en cuenta la capacitancia entre devanados

Solución: (a) El circuito equivalente del transformador, despreciando la capacitancia entre devanados, y referir todos los componentes al devanado secundario es:



La base de impedancia en el lado secundario es:

$$Z_{BASE} = 115V_2 / 300VA = 44,1 \text{ ohmios}$$

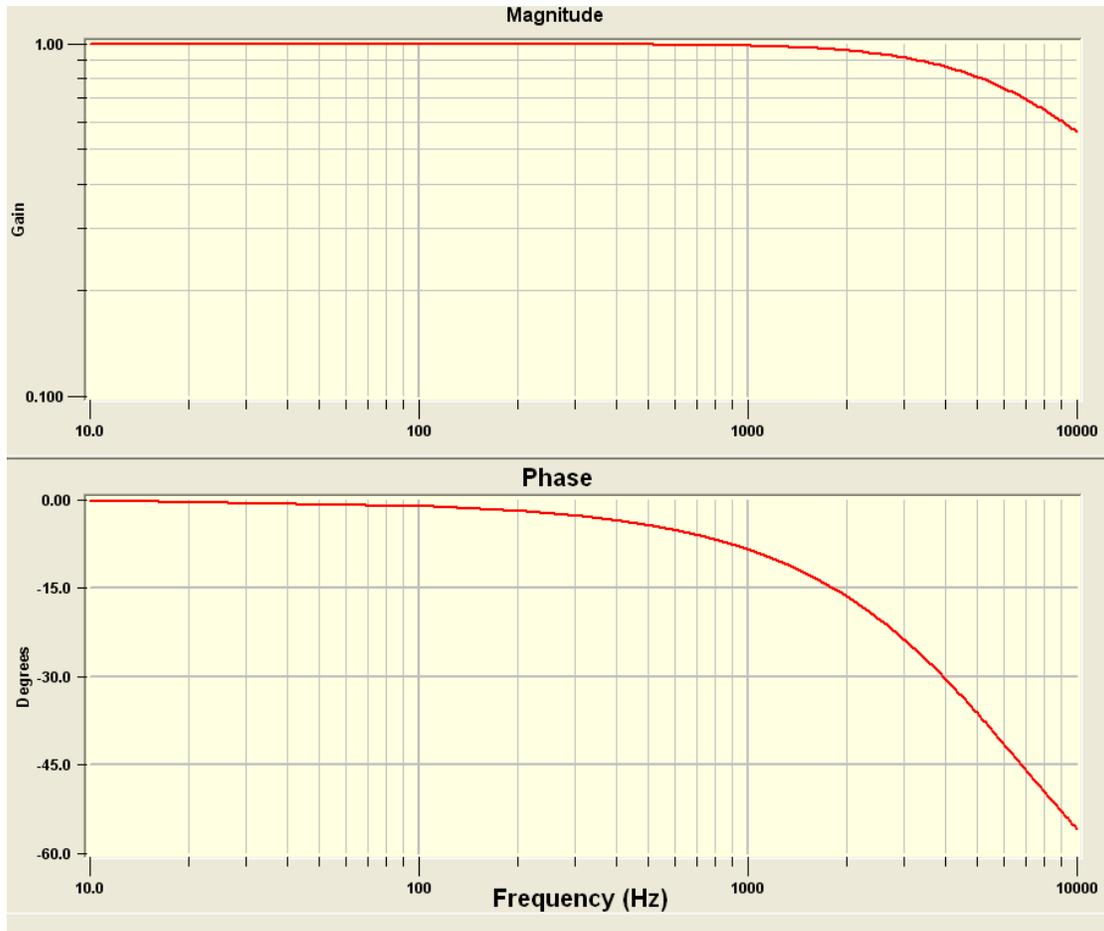
Por tanto, la inductancia de fuga es:

$$L = 0,02 \times 44,1 / 377 = 2,34 \text{ mH}$$

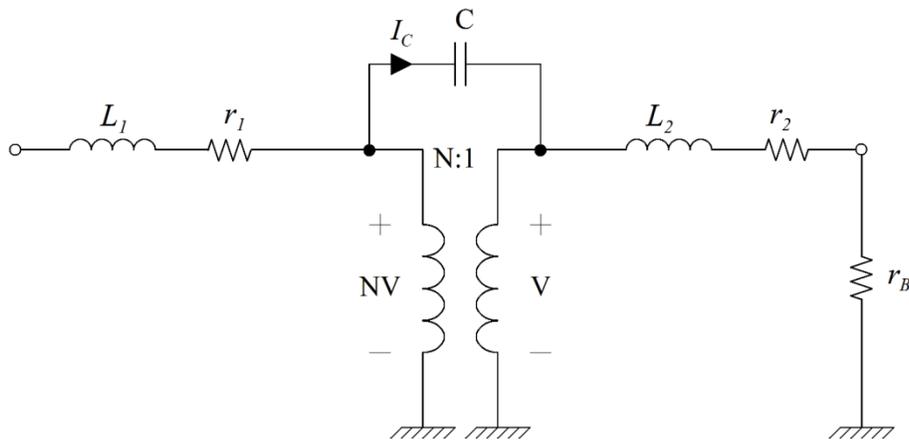
El circuito anterior es una respuesta de paso bajo de primer orden con frecuencia de corte en:

$$F_0 = \frac{R}{2L} = \frac{100}{2 \times 0,00234} \text{ Hz} = 6,80 \text{ kHz}$$

La respuesta de frecuencia del circuito anterior se da a continuación:



(b) El circuito equivalente del transformador, incluida la capacitancia entre devanados, es:



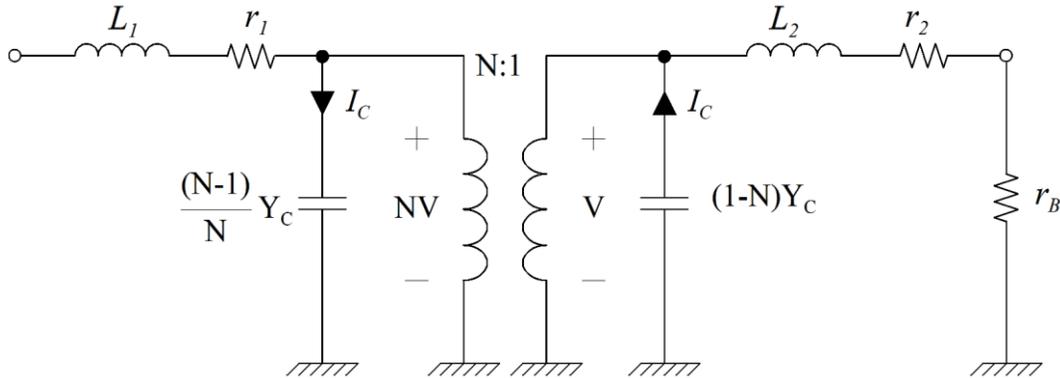
La corriente a través de la capacitancia parásita se puede expresar de la siguiente manera:

$$I_C = (Nv) Y_C$$

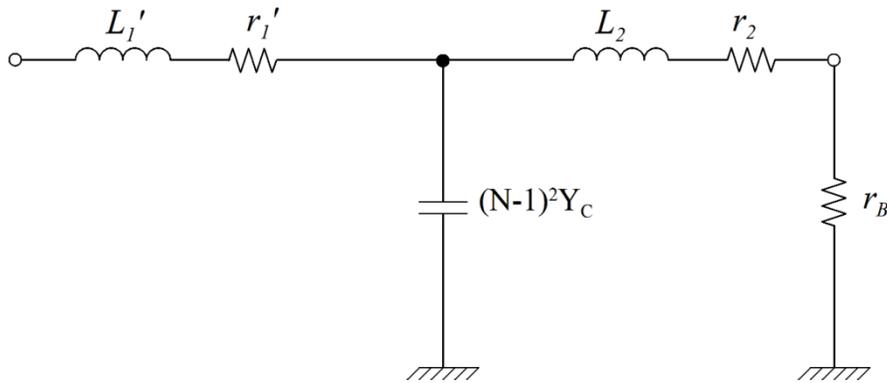
El condensador a través del transformador se puede reemplazar por dos condensadores de derivación equivalentes. Al igualar las corrientes de los capacitores se obtienen los siguientes valores equivalentes de capacitancia en derivación:

$$C_1 = \frac{(norte\ 1)}{norte} Y_C$$

$$C_2 = (1 - \frac{norte}{NUEVA\ YORK}) Y_C$$



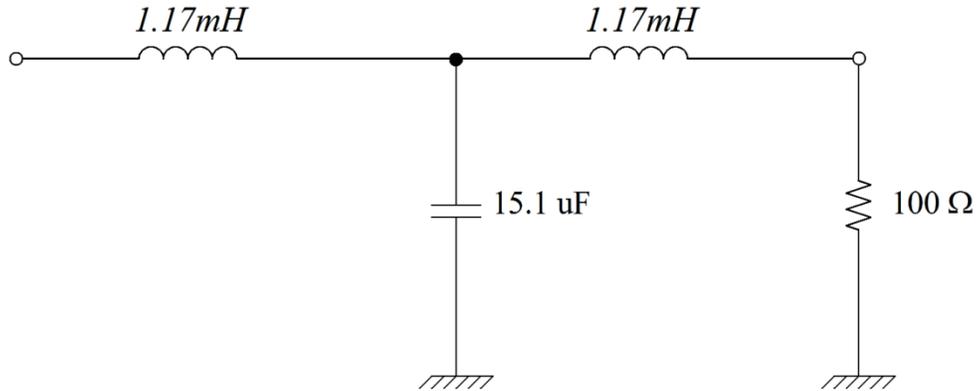
Refiriendo todos los componentes al secundario (lado bajo), los dos condensadores se colocan en paralelo, y se obtiene el siguiente circuito equivalente:



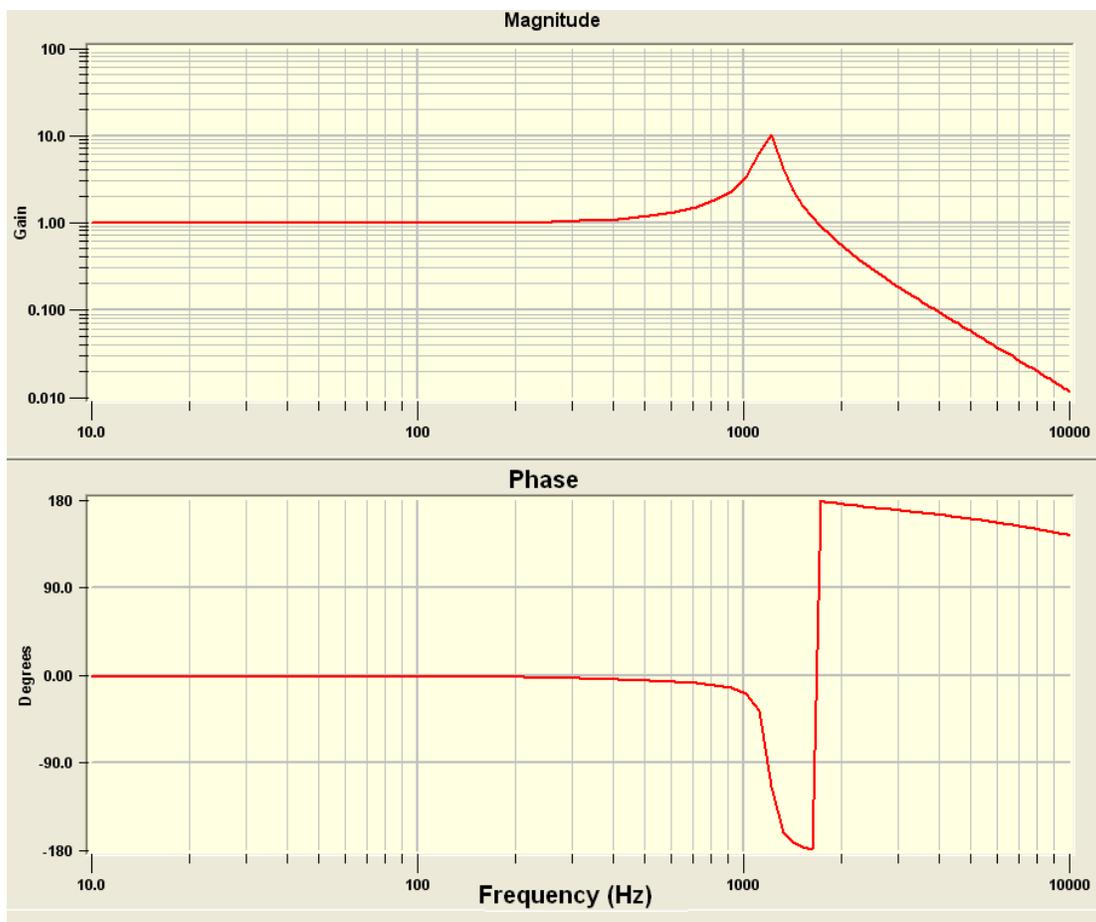
El valor del condensador es:

$$C_s = (norte\ 1)^2 C = 15,1\ \mu F$$

Suponiendo una división de la inductancia de fuga igual en el sentido por unidad, y despreciando la resistencia del devanado, produce el circuito equivalente:



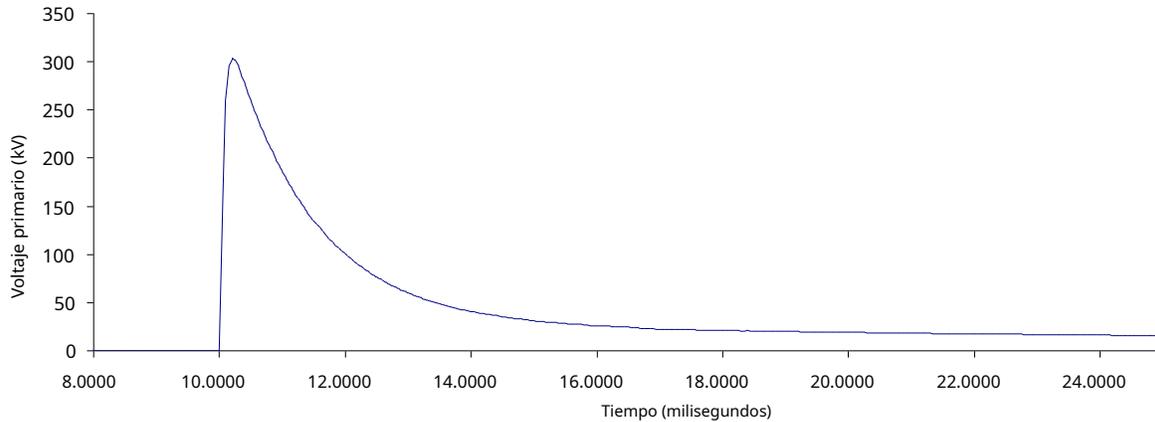
La respuesta de frecuencia del circuito anterior se da a continuación:



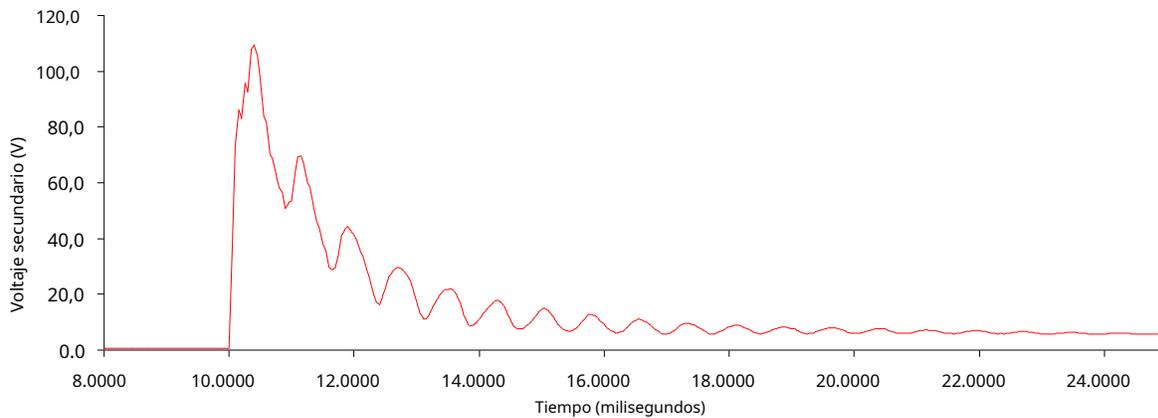
6.3.6 Respuesta transitoria de TP

La respuesta transitoria de los transformadores potenciales se puede determinar a partir de pruebas de respuesta de frecuencia, utilizando técnicas de transformación de Fourier o mediante una prueba directa en el dominio del tiempo. La figura 6.x ilustra los datos de medición de una prueba directa en el dominio del tiempo, realizada en el mismo PT para

cuya respuesta de frecuencia se dio en la Figura 6.x. Se aplicó una forma de onda doble exponencial a través del devanado primario, mientras que se registran las formas de onda de voltaje tanto primario como secundario. Tenga en cuenta la oscilación de 1250 Hz en el voltaje secundario debido a la resonancia.



(a)



(B)

Figura 6.37: Respuesta transitoria de un PT de 200 kV / 65 V

Secundario de circuito abierto

(a) Forma de onda de voltaje primario

(b) Forma de onda de voltaje secundario

La respuesta transitoria de los TP también se puede determinar mediante cálculo. El enfoque se demostrará con un ejemplo.

Ejemplo E6.x: Considere un transformador de potencial de 200kV: 115V. Los parámetros del instrumento transformador son:

Potencia nominal: 300 VA

Reactancia de fuga: 0,02 pu

Impedancia de carga: 100 ohmios

Capacitancia entre devanados: 5 pF

Suponga que el transformador opera en condiciones normales de operación con el voltaje primario a 198 kV. Debido a una falla, la tensión primaria se reduce a 56 kV durante cinco ciclos. Calcule el voltaje transitorio en el secundario del transformador (suponga que la falla ocurre en el valor pico de voltaje).

Solución: El circuito equivalente del transformador derivado en el Ejemplo E6.x se implementó dentro de un programa de análisis de transitorios (WInIGS-T) junto con una fuente de voltaje de 113,8 V (RMS) con una resistencia de Thevenin de 0,1 ohmios. Un interruptor está configurado para cerrarse a los 0.1 segundos agregando una resistencia de 0.0394 ohmios a través de la fuente, lo que hace que el voltaje de salida de la fuente caiga a 32.18 Voltios RMS durante 5 ciclos.

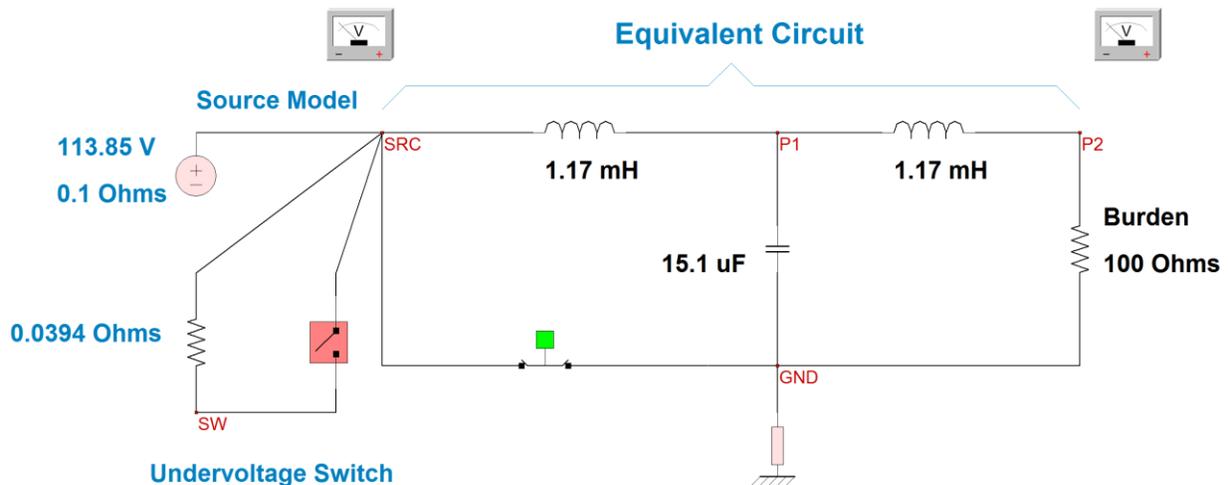
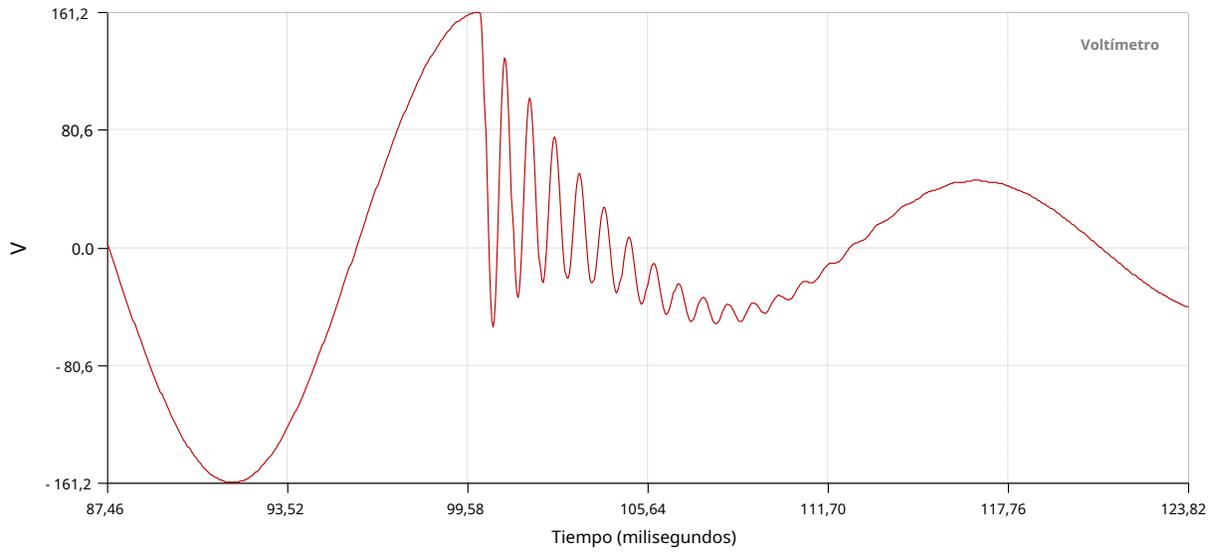
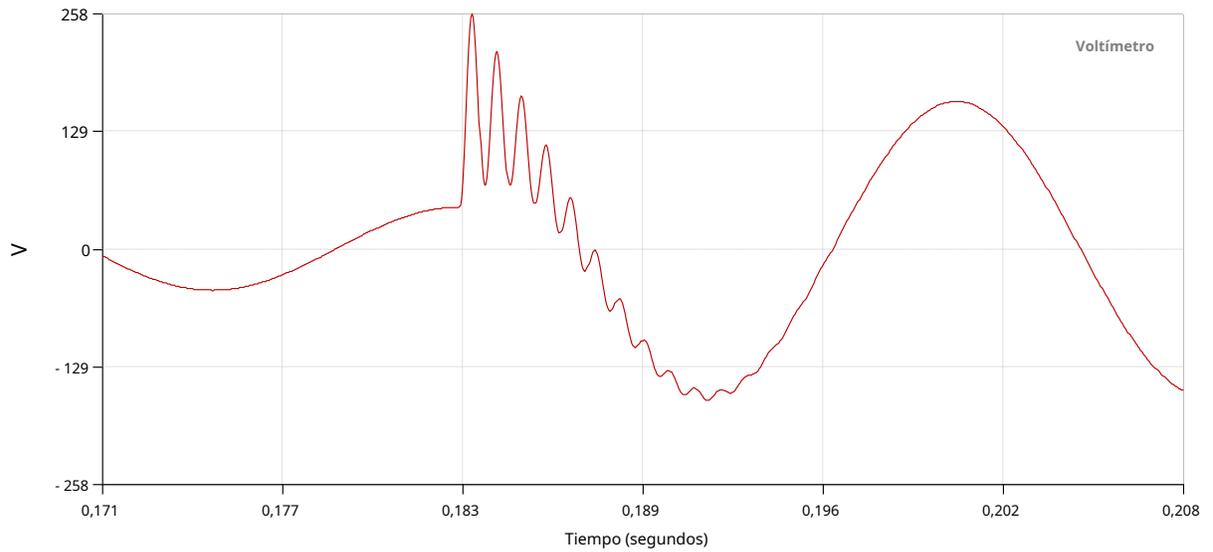


Figura E6.x: Diagrama de una línea del circuito equivalente del transformador

La forma de onda de voltaje calculada a través de la resistencia de carga se representa en la Figura E6.x. Tenga en cuenta que en el inicio de la falla y despejar el transformador, el voltaje secundario contiene una oscilación de aproximadamente 1.2 kHz. Esta oscilación se debe a la resonancia entre la inductancia de fuga y su capacitancia parásita. un decadente transformador



(a)



(B)

Figura E6.x: Tensión secundaria del transformador
(a) Voltaje al inicio de la falla (0.1 mseg)
(b) Voltaje en el despeje de fallas (0.1833 mseg)

6.3.7 Conexiones del transformador de voltaje

Los transformadores de potencial se pueden conectar en configuraciones de estrella, triángulo, triángulo abierto o triángulo roto, como se ilustra en la figura 6.x. La configuración delta abierta tiene la ventaja de requerir solo dos transformadores monofásicos. Sin embargo, debido a la asimetría del circuito, en general introduce errores de medición mayores que las configuraciones equivalentes en estrella o delta. La configuración delta rota se utiliza para medir el componente de voltaje de secuencia cero.

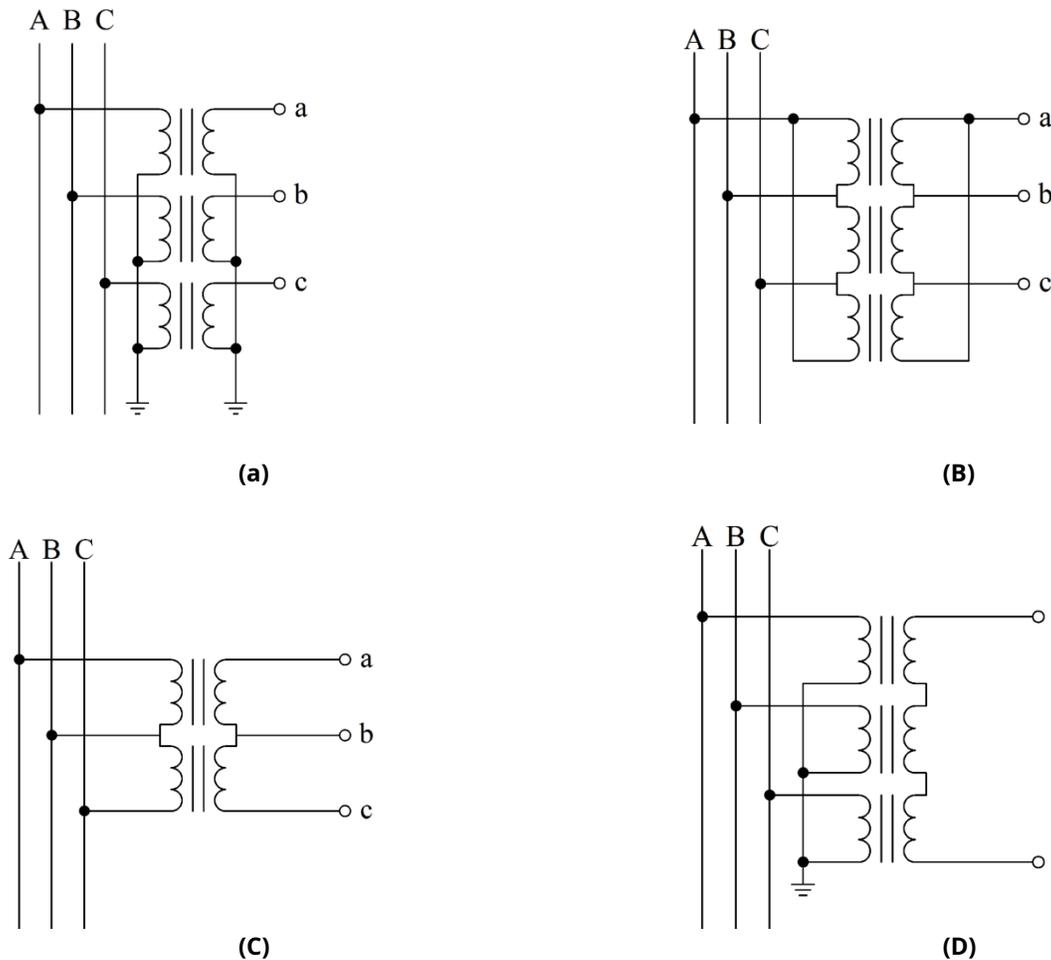


Figura 6.38: Conexiones de transformadores potenciales
(a) Estrella-Estrella, (b) Delta-Delta, (c) Delta abierta, (d) Delta rota

6.3.8 Transformadores de voltaje de acoplamiento capacitivo (CCVT)

Debido a factores económicos, en aplicaciones de muy alta tensión (345 kV y superiores) se utilizan comúnmente CCVT en lugar de transformadores de tensión magnéticos. Estos dispositivos constan de un divisor capacitivo y un transformador de núcleo magnético en la salida. Los CCVT están optimizados por diseño para mediciones de frecuencia de potencia en estado estable (60 o 50 Hz). Para aplicaciones de retransmisión, tanto el estado estacionario como la respuesta transitoria son de gran importancia. En esta sección presentamos el

configuraciones de circuito típicas de CCVT. También presentamos análisis de error paramétrico para estado estacionario y respuesta transitoria.

La configuración básica de CCVT se ilustra en la Figura 6.x. El divisor capacitivo está formado por condensadores C_1 y C_2 . En los CCVT típicos de alto voltaje (345-500kV), los valores del capacitor se seleccionan de modo que el voltaje en el punto de toma A sea de aproximadamente 4 a 10 kV. El transformador escala este voltaje al nivel de voltaje de instrumentación estándar, es decir, 69 V o 120 V. La salida del transformador está conectada a una carga a través de un cable de instrumentación (generalmente un cable coaxial). La carga representa la impedancia de entrada del relé, que normalmente es resistiva. Dado que la interacción del divisor capacitivo y la carga resistiva introduce un cambio de fase considerable, se agrega un inductor L en serie para compensar la capacitancia de salida del divisor.

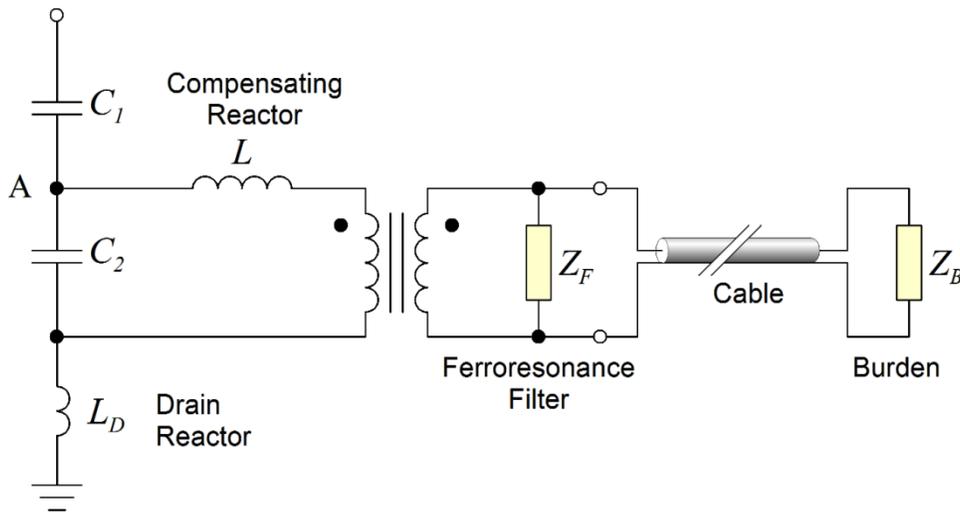


Figura 6.39: Circuito físico CCVT

El inductor L se selecciona típicamente para proporcionar una compensación completa a la frecuencia de potencia. Específicamente, el inductor L se selecciona estableciendo la suma de la reactancia capacitiva equivalente y la reactancia inductiva a cero a la frecuencia de potencia. Tenga en cuenta que la reactancia capacitiva equivalente de Thevenin en el punto A es la suma de las capacitancias de la pierna superior e inferior, $C_1 + C_2$, por lo tanto:

$$jL + \frac{1}{j(C_1 + C_2)} = 0$$

o equivalente:

$$L = \frac{1}{\omega^2(C_1 + C_2)}$$

Otra aplicación del CCVT es su uso para aplicaciones portadoras de líneas eléctricas. Por esta razón un reactor de drenaje, L_D , se agrega al circuito. El reactor de drenaje sirve para filtrar la portadora de la línea eléctrica y, opcionalmente, puede acortarse mediante un interruptor manual. Con el propósito de baja Análisis de frecuencia (0-1 kHz) este reactor tiene un efecto insignificante y se ignora.

En los diseños CCVT estándar, los valores típicos de los divisores de condensadores se seleccionan de modo que la suma de capacitancias $C_1 + C_2$ son del orden de 100 nF. La correspondiente inductancia del reactor de compensación para una frecuencia de potencia de 60 Hz es del orden de 70 Henries. Un reactor de inductancia tan grande debe tener un núcleo magnético y también tendrá una resistencia sustancial. Como resultado, el reactor de compensación también está sujeto a saturación. Además, su resistencia hace que la relación de transformación CCVT dependa de la resistencia a la carga. El análisis transitorio también ha demostrado que la energía almacenada en esta gran reactancia provoca una respuesta transitoria deficiente. Recientemente, se encuentran disponibles CCVT con valores de capacitancia más grandes y reactores de compensación más pequeños. Estos dispositivos exhiben una respuesta transitoria mejorada, así como una menor sensibilidad a la resistencia a la carga. Algunos fabricantes clasifican los CCVT como (a) capacitancia normal, (b) capacitancia alta, (c) capacitancia extra alta. Separar estas clases es vago. CCVT del valor de capacitancia total ($C_1 + C_2$) actualmente están disponibles comercialmente tan altos como 400 nF.

La interacción de las características de saturación del transformador con la capacitancia del divisor hace que este circuito esté sujeto a **ferroresonancia**. Específicamente, durante los transitorios puede producirse una resonancia a la frecuencia determinada por la reactancia de magnetización del transformador y la capacitancia equivalente del circuito. Esto da como resultado el desarrollo de sobretensiones a través del transformador que conducen al núcleo a la saturación. Esta oscilación no lineal de alta amplitud provoca graves errores de medición y puede dañar los componentes del circuito. Por esta razón, los CCVT incluyen una ferroresonancia

circuito de supresión, generalmente ubicado a través del devanado secundario del transformador (la impedancia Z_F en la Figura 6.x). Actualmente se utilizan varias topologías de circuitos de supresión de ferroresonancia. Algunos fabricantes consideran que estos circuitos son propietarios y, por lo tanto, los detalles del circuito no están fácilmente disponibles. Sin embargo, dos modelos de circuitos genéricos capturan el comportamiento básico de estos filtros: el circuito de supresión "activo" ilustrado en la Figura 6.x y el circuito de supresión "pasivo" ilustrado en la Figura 6.x.

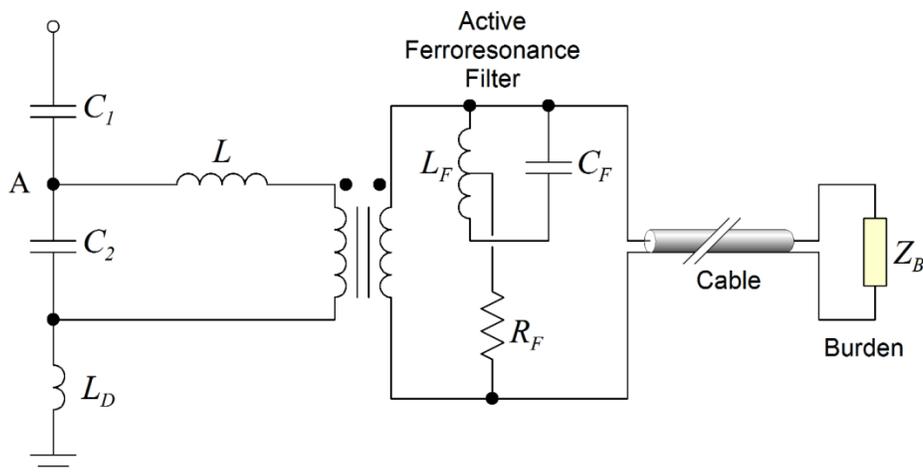
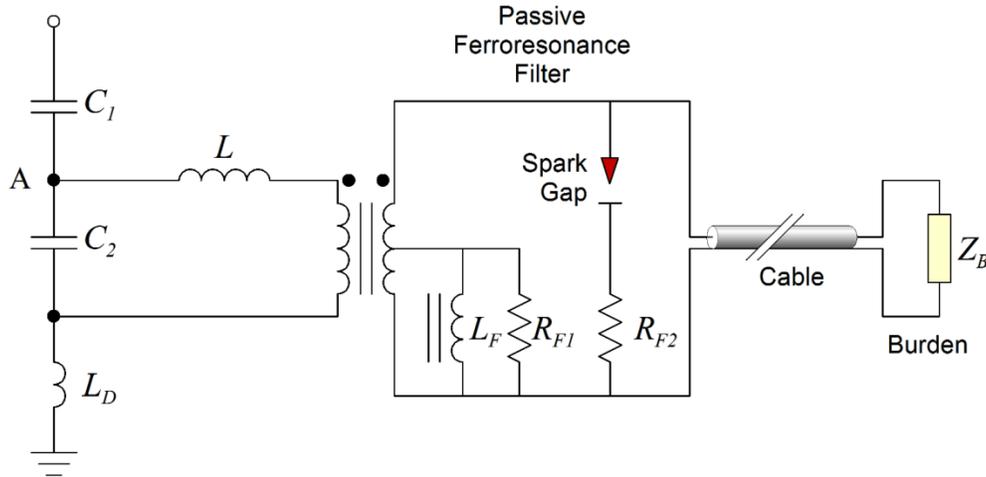


Figura 6.40: Circuito equivalente de un CCVT con ferroresonancia activa
Circuito de supresión



**Figura 6.41: Circuito equivalente de un CCVT con ferorresonancia pasiva
Circuito de supresión**

El inductor del circuito de supresión activo L_F y condensador C_F están sintonizados a la frecuencia de alimentación. Por lo tanto, durante el funcionamiento normal en estado estable, la impedancia de $L_F // C_F$ La rama es muy grande y el circuito de supresión consume una corriente insignificante. Durante los transitorios, la impedancia de $L_F // C_F$ La rama es más baja y, por lo tanto, la energía resonante se disipa a través de la resistencia de filtro R_F .

El circuito de supresión pasiva (ver Figura 6.x) consiste en un reactor de núcleo saturable L_F y una resistencia de amortiguación R_{F1} conectado en la toma central del secundario del transformador, más una descarga de chispas en serie con una segunda resistencia de amortiguación R_{F2} .

Durante el funcionamiento en estado estable a 60 Hz, ambos circuitos de filtro tienen un efecto insignificante en la respuesta CCVT. Sin embargo, durante los transitorios generalmente prolongan la respuesta transitoria CCVT. Se ha demostrado que los CCVT con circuitos de supresión de ferorresonancia pasiva tienen mejores características de respuesta transitoria (el error decae a niveles insignificantes más rápido). También son más caros que los circuitos activos.

Respuesta de estado estable CCVT: Mediante la selección adecuada de los componentes del circuito, se puede diseñar un CCVT para generar un voltaje de salida con cualquier relación de transformación deseable y, lo que es más importante, con un desplazamiento de fase cero entre las formas de onda del voltaje de entrada y salida. En esta sección examinamos las posibles desviaciones de este comportamiento ideal debido a diversas causas mediante un análisis paramétrico, a saber:

- Deriva de frecuencia de potencia
- Desviación de parámetro de componente de circuito
- Impedancia de carga

El análisis paramétrico se realizó utilizando el modelo de circuito equivalente CCVT ilustrado en Figura 6.x. Los parámetros del modelo se dan en la Tabla 6.x:

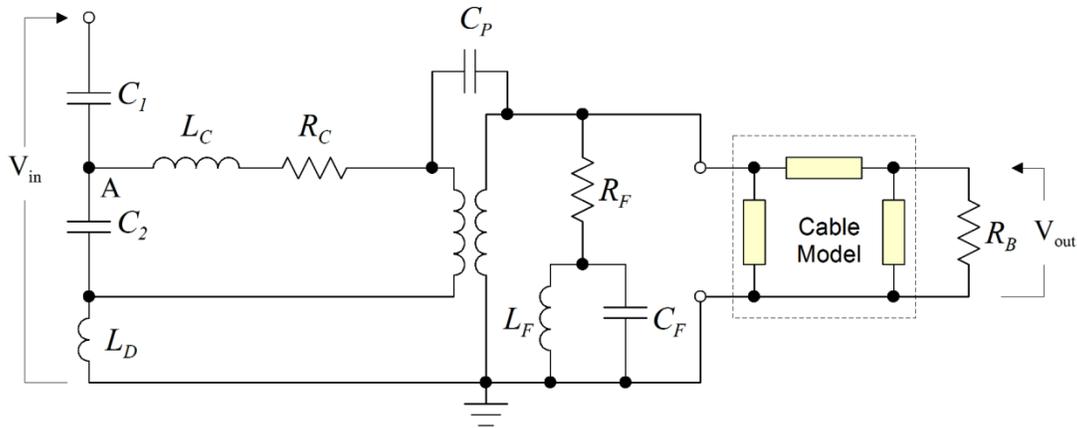


Figura 6.42: Circuito equivalente CCVT

Tabla 6.x: Parámetros de circuito equivalente CCVT

Descripción de parámetros	Esquemático Referencia	Valor
Clase de capacitancia CCVT		Normal
Voltaje de entrada		288 kV
Tensión de salida		120 V
Tamaño del condensador superior	C1	1.407 nF
Tamaño de condensador más bajo	C2	99,9 nF
Inductor de drenaje	L _D	2,65 mH
Compensación de la inductancia del reactor	L _C	68,74 H
Compensación de la resistencia del reactor	R _C	3000 ohmios
Resistencia a la carga	R _B	200 ohmios
Resistencia de amortiguación de supresión de ferresonancia	R _F	70 ohmios
Inductor de circuito de supresión de ferresonancia	L _F	0,398 H
Condensador de circuito de supresión de ferresonancia Tipo	C _F	17,7 uF
de cable		RG-8
Longitud del cable		100 pies
Clasificación de potencia del transformador		300 VA
Clasificación de voltaje del transformador		4kV / 120V
Reactancia de fuga		3%
Capacitancia parasitaria	C _{PAG}	500 pF

La Figura 6.x muestra los resultados de un escaneo de frecuencia. Tenga en cuenta que en el rango de frecuencia de 0 a 500 Hz, la respuesta varía sustancialmente tanto en magnitud como en fase. Cerca de 60 Hz (55 a 65 Hz), la magnitud de la respuesta es prácticamente constante, pero la fase varía a razón de 0,25 grados por Hz.

La Tabla 6.x muestra los resultados de un análisis paramétrico con respecto a la resistencia de carga y la longitud del cable de instrumentación. Tenga en cuenta que el sistema está ajustado para error de fase cero para un cable de instrumentación corto y con una carga de 200 ohmios.

La Tabla 6.x muestra los resultados de un análisis paramétrico con respecto a las inexactitudes de los parámetros del componente CCVT. Específicamente, los parámetros variados fueron la inductancia del reactor de compensación y la capacitancia del divisor capacitivo.

Tabla 6.x: Error de fase (en grados) frente a la resistencia a la carga y la longitud del cable

Carga Resistencia	Longitud del cable (pies)		
	10 '	1000 '	2000 '
50 ohmios	0.077	- 0,155	- 0.365
100 ohmios	0,026	- 0.096	- 0,213
200 ohmios	0.000	- 0.063	- 0,127
400 ohmios	- 0.013	- 0.047	- 0.080
1000 ohmios	- 0.022	- 0.036	- 0.052

Tabla 6.x: Error de fase (en grados) versus capacitancia e inductancia

Capacidad Error (%)	Error de inductancia (%)		
	0%	1%	5%
0%	0.000	- 0.066	- 0.331
- 1%	- 0.066	- 0,132	- 0.397
- 5%	- 0.330	- 0.396	- 0,661

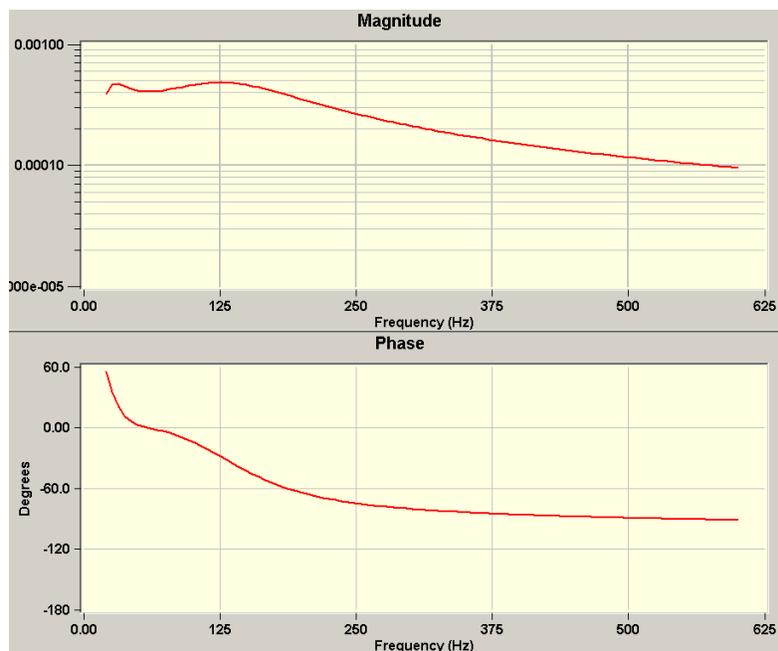


Figura 6.43: Respuesta de frecuencia calculada CCVT sobre 10-600 Hz

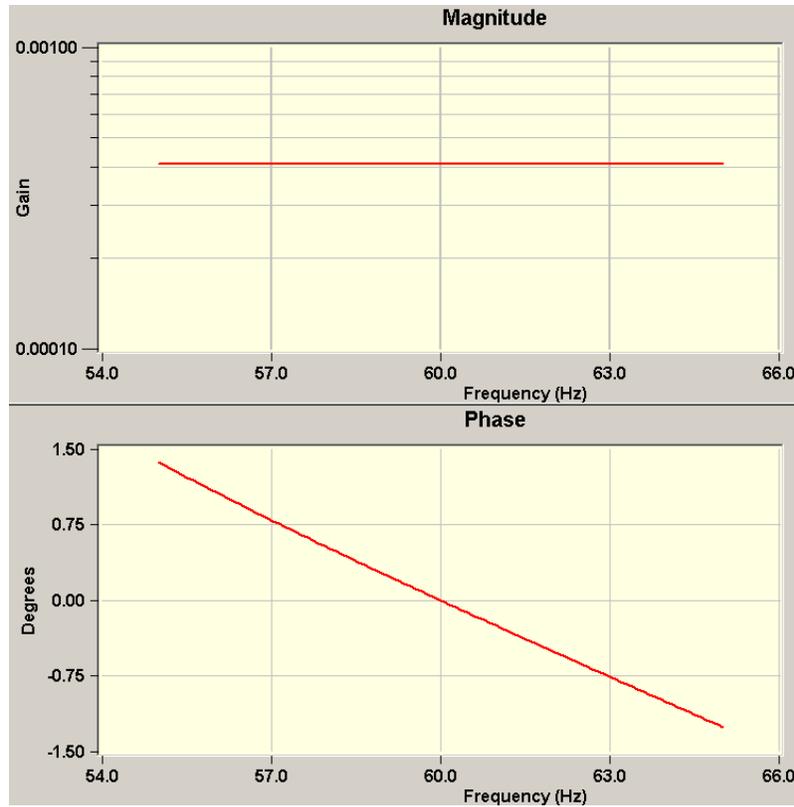


Figura 6.44: Respuesta de frecuencia calculada CCVT sobre 55-65 Hz

Respuesta transitoria CCVT: La respuesta transitoria de los CCVT es una consideración importante para las aplicaciones de retransmisión. Una respuesta oscilatoria transitoria prolongada puede retrasar la identificación correcta de los voltajes del sistema de potencia y puede retrasar la acción de protección del relé o, lo que es peor, puede provocar un funcionamiento incorrecto del relé. Los primeros CCVT sufrían de una respuesta transitoria deficiente, que por lo general duraba hasta dos ciclos de frecuencia de potencia. La razón principal de esto es la resonancia entre la capacitancia del divisor y la inductancia del reactor de compensación. Los principales factores que afectan la duración de la respuesta transitoria CCVT y la magnitud de los errores de medición resultantes son:

- Valor de capacitancia del divisor
- Nivel de voltaje intermedio
- Resistencia a la carga
- Tipo de circuito de ferorresonancia (activo frente a pasivo)
- Características de la forma de onda de entrada

En general, los CCVT de mayor capacitancia y voltaje intermedio más alto tienen una mejor respuesta transitoria. El efecto de capacitancia se ilustra en la Figura 6.x, que muestra la respuesta transitoria típica para dos clases de CCVT (A) Capacitancia alta y (B) Capacitancia extra alta. La forma de onda de entrada es sinusoidal hasta el cruce por cero en 0.012 segundos y permanece en cero más allá de este tiempo. Ambas salidas de respuesta transitoria duran aproximadamente 0.04 segundos, sin embargo, la amplitud transitoria de la CCVT de capacitancia extra alta es sustancialmente menor [1], [2].

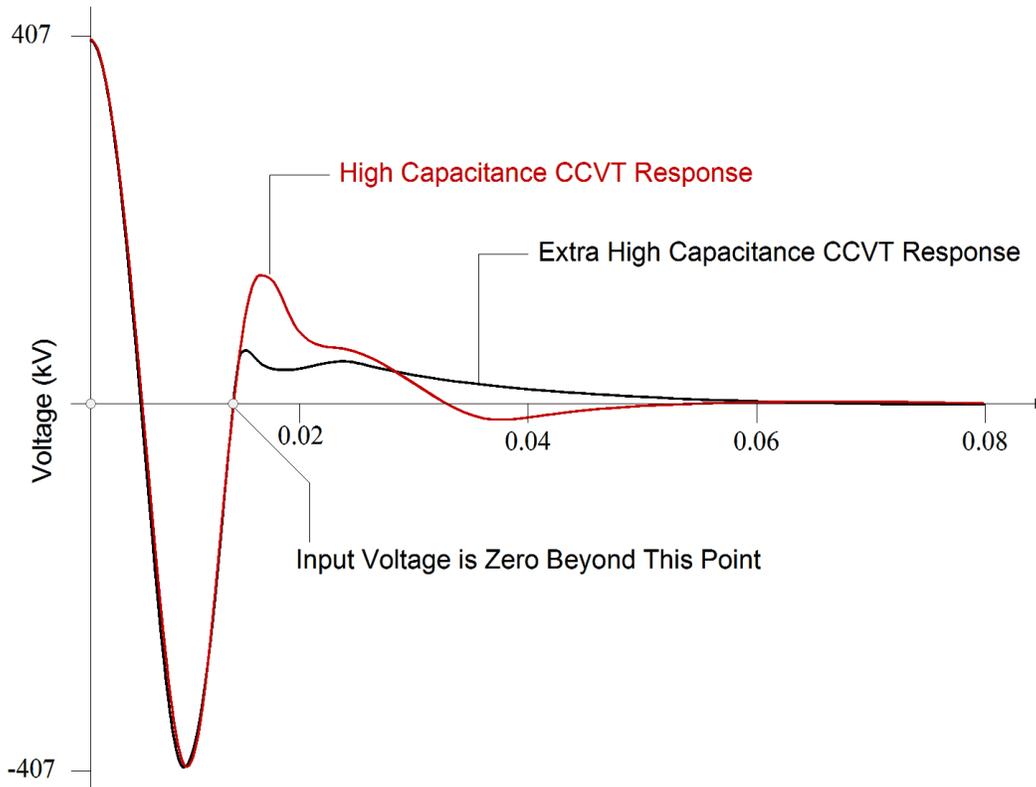


Figura 6.45: Respuesta transitoria CCVT (el voltaje primario cae a cero en $t = 0$)

La resistencia de carga afecta la amortiguación de la forma de onda transitoria. Los CCVT con carga ligera exhiben una respuesta transitoria más lenta que si se cargan a la carga nominal (típicamente 100-400 VA).

El circuito de supresión de ferorrresonancia afecta en gran medida la distorsión de la forma de onda. Los circuitos de tipo pasivo generan una distorsión de la forma de onda mucho menor y menores errores de componentes fundamentales durante los transitorios que los circuitos de tipo activo. La Figura 6.x ilustra la respuesta de dos CCVT, uno con circuito de supresión de ferorrresonancia activa (FSC) y otro con FSC pasivo. Todos los demás parámetros son iguales. Tenga en cuenta que el FSC CCVT pasivo exhibe no oscilatorio (sobreamortiguado respuesta transitoria) [3].

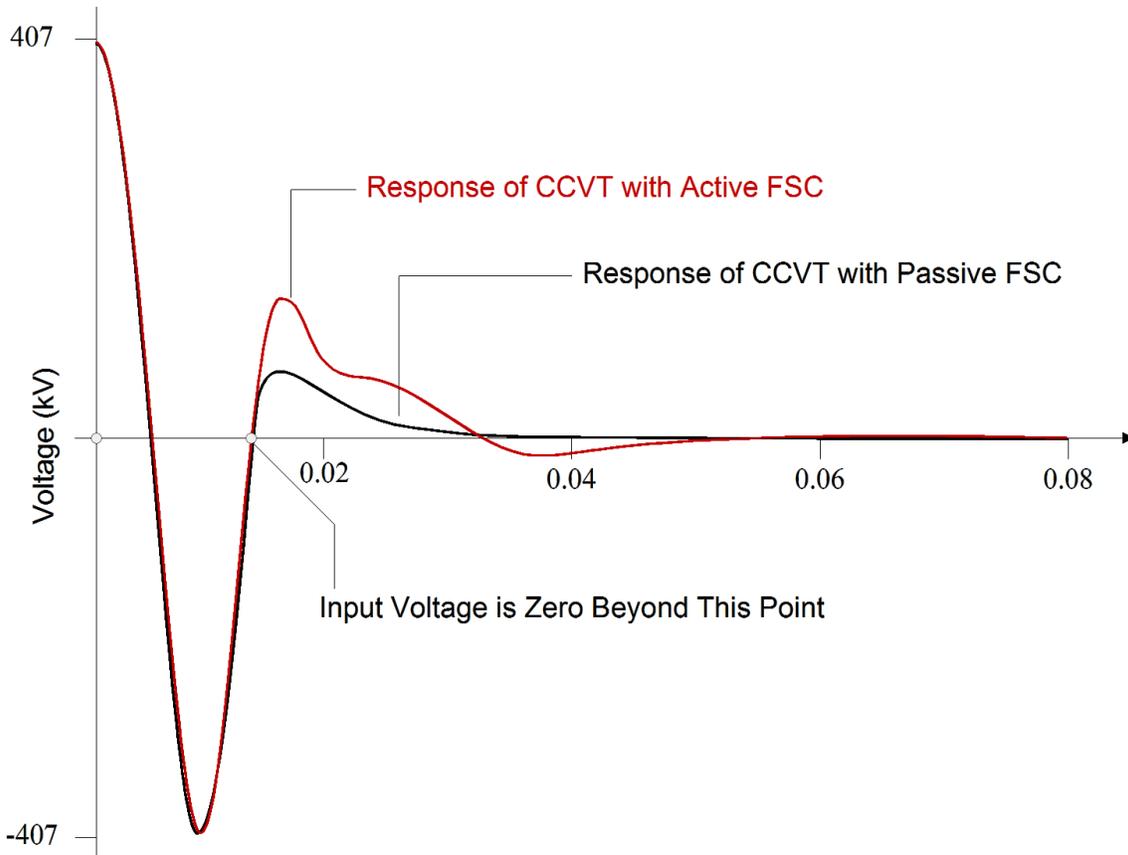


Figura 6.46: Respuesta transitoria CCVT

Finalmente, el error de respuesta transitoria depende de la forma de onda de entrada. Por ejemplo, para una entrada sinusoidal interrumpida como la forma de onda de la Figura 6.x, el peor de los casos ocurre cuando la forma de onda del voltaje de entrada se interrumpe en el cruce por cero. La razón es que para este caso la energía almacenada en el reactor de compensación en el momento de la iniciación transitoria es máxima [3].

Los transitorios de salida CCVT pueden tener un impacto considerable en las aplicaciones de retransmisión. El efecto es más crítico en los relés de microprocesador que están diseñados para disparos de alta velocidad. Por ejemplo, el voltaje transitorio CCVT puede resultar en un sobrealcanse transitorio significativo en un relé de distancia numérico configurado para la protección de la Zona 1. Los errores debidos a los transitorios CCVT son algo menos críticos en las aplicaciones de relés electromecánicos. La figura xxx ilustra la comparación de la operación de un relé Mho con entrada de voltaje de un CCVT y un transformador de voltaje ideal.

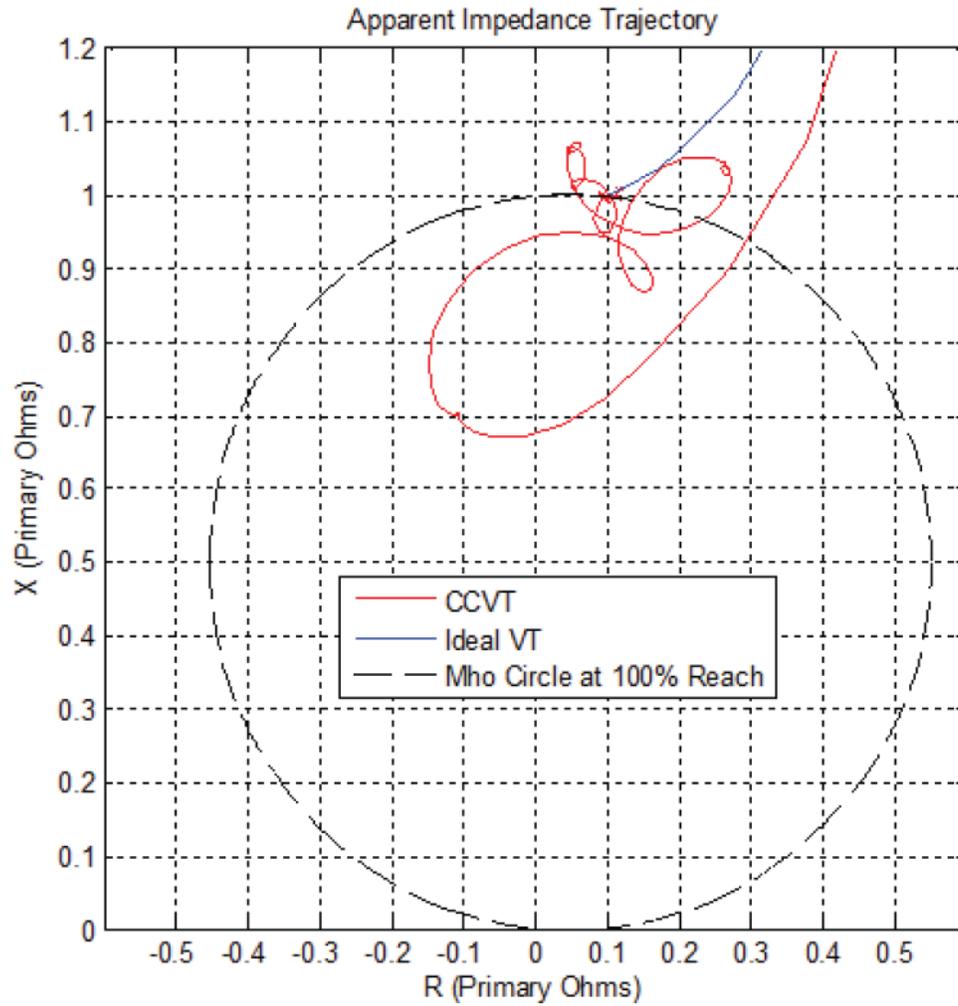


Figura 47: Comparación de trayectorias de impedancia durante una falla de un relé Mho con entrada de voltaje de un TT ideal (trazo azul) y un CCVT con capacitancia normal y ferresonancia activa Circuito de supresión (trazo rojo)

De: GA Franklin y R. Horton "Determinación de los ajustes de alcance de la zona 1 del relé de distancia para *Prevenir el sobrealcance transitorio de CCVT*", Actas del IEEE Southeastcon 2011.

6.3.9 Transformadores de voltaje no convencionales

Los avances recientes en la electrónica han dado como resultado varias implementaciones prácticas de transformadores de instrumentos de voltaje basadas en tecnologías que no involucran magnéticos. Estas tecnologías generalmente brindan una respuesta de frecuencia más amplia y plana, un mejor rendimiento transitorio (sin efectos de resonancia) y evitan los efectos de saturación comunes en el magnetismo. Un inconveniente de estas tecnologías es que requieren interfaces electrónicas especializadas que conviertan la señal de salida a niveles de voltaje y corriente compatibles con las entradas de relé estándar (120 V, 5 A). Sin embargo, la introducción de **Unidades de fusión** elude este requisito. Específicamente, se pueden fabricar unidades de fusión especializadas que conviertan directamente los voltajes y corrientes medidos en flujos de paquetes de valor de muestra estandarizados. (Consulte la sección 6.10 para obtener más información sobre la fusión de unidades). En las siguientes secciones describimos brevemente tres de estas tecnologías, a saber, el transformador de voltaje electroóptico (EOVT), el transformador divisor capacitivo (CVD) y un método para ampliar el rango de frecuencia útil de los CCVT.

Transformador de voltaje electro-óptico

El funcionamiento de los transformadores de tensión electroópticos se basa en el efecto del campo eléctrico en ciertos materiales como vidrio, cristales y plásticos sobre el ángulo de polarización de un haz de luz que los atraviesa. El principio de funcionamiento de un transformador de voltaje electroóptico (EOVT) se ilustra en la Figura 6.x. Un diodo láser con filtro polarizador genera un haz con un cierto ángulo de polarización. El haz pasa a través de un bloque de vidrio y es recogido por un detector de polarización. Este detector genera un voltaje de salida que depende del ángulo de polarización de la luz. Cuando se aplica un voltaje a través del bloque de vidrio, el campo eléctrico generado hace girar el ángulo de polarización del haz de luz, cambiando así el voltaje de salida del detector de polarización.

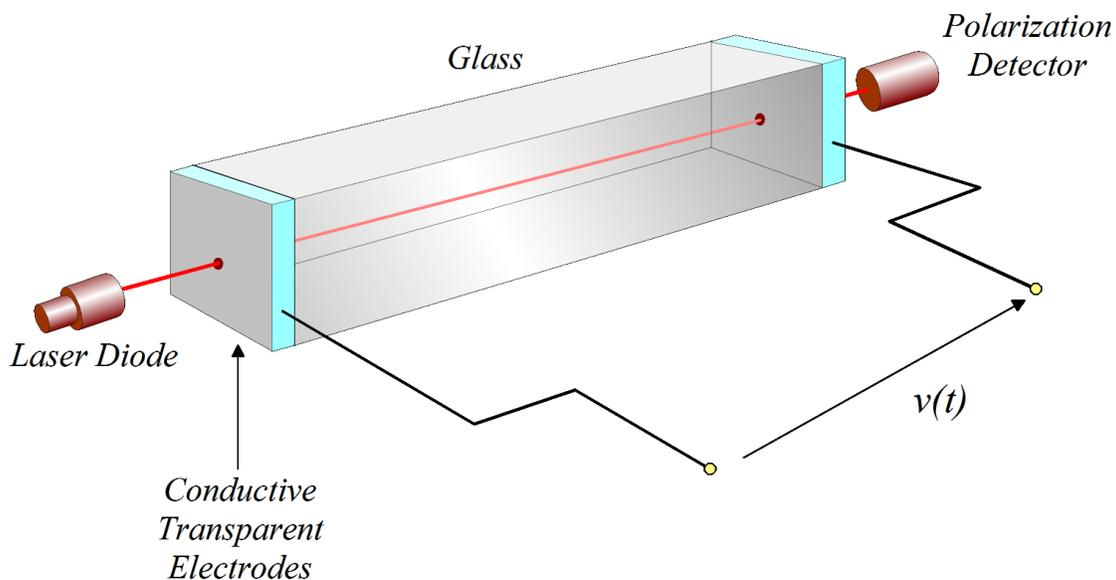


Figura 6.48: Configuración VT electroóptica

Obviamente, los transformadores de voltaje electroópticos requieren un dispositivo de interfaz electrónica para generar el rayo láser y convertir la salida del detector de polarización a niveles de voltaje de instrumentación de relé estándar (nominalmente 69 o 120 voltios). Las implementaciones pueden ser totalmente ópticas, utilizando fibras ópticas para llevar el haz de luz de detección a la casa de control de la subestación donde se encuentra el dispositivo de interfaz electrónica. La ventaja de esta implementación es que evita los errores de medición causados por tensiones y corrientes inducidas en los cables de instrumentación.

La ventaja de los transformadores de voltaje electroópticos en comparación con las unidades magnéticas y capacitivas convencionales es que proporcionan una alta precisión de medición, un amplio rango de frecuencia y un amplio rango dinámico. Además, la implementación de fibra óptica proporciona naturalmente aislamiento galvánico a voltajes muy altos. La desventaja obvia es que requieren un circuito de soporte complejo y una fuente de alimentación. Sin embargo, la integración con unidades de fusión dedicadas puede hacer que esta tecnología sea práctica para aplicaciones de sistemas de energía.

Transformador de voltaje divisor capacitivo

El transductor de voltaje con divisor capacitivo es una tecnología de transductor de voltaje alternativa que proporciona una alta precisión de medición, un amplio rango de frecuencia y un amplio rango dinámico. Al igual que con los EOVT, los transductores de voltaje con divisor capacitivo se pueden hacer prácticos combinándolos con unidades de fusión especializadas. Un ejemplo de implementación de CDV / Merging Unit se ilustra en Figura 6.x.

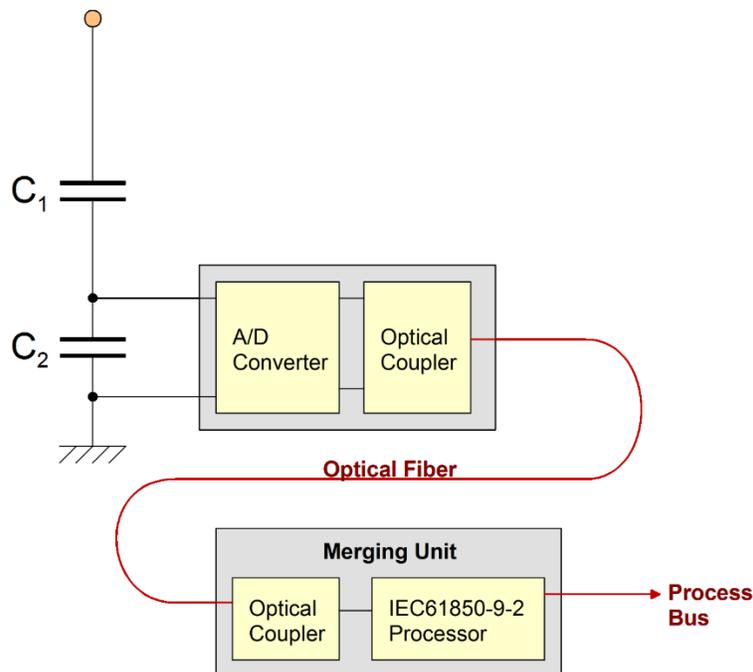


Figura 6.49: CVT con configuración de unidad de fusión dedicada

Mejora CCVT

Los transformadores de voltaje de acoplamiento capacitivo están diseñados para funcionar con precisión en un rango de frecuencia estrecho alrededor de la frecuencia de potencia (típicamente 96% a 102% de la frecuencia de potencia nominal para aplicaciones de relés). Fuera de este rango de frecuencia, el error de salida CCVT puede ser muy grande. Las mediciones han demostrado que los errores típicos de CCVT en frecuencias armónicas son tan grandes como 300%). Por lo tanto, estos dispositivos no son útiles para aplicaciones como el análisis de armónicos y transitorios. Para tales aplicaciones, se puede instalar un módulo adicional en un CCVT estándar como se ilustra en la Figura 6.x (PQSensor de ABB™ Módulo). Este módulo consta de dos transformadores de corriente que controlan las corrientes I_2 y I_3 y electrónica de procesamiento de señales adecuada. La caída de voltaje en los condensadores C_1 y C_2 se calcula a partir de las corrientes que fluyen a través del condensadores I_1 y I_2 , como sigue:

$$V(t) = \frac{I_1(t)}{jC_1} - \frac{I_2(t)}{jC_2} - \frac{I_2(t)I_3(t)I_2(t)}{jC_1} - \frac{I_2(t)}{jC_2}$$

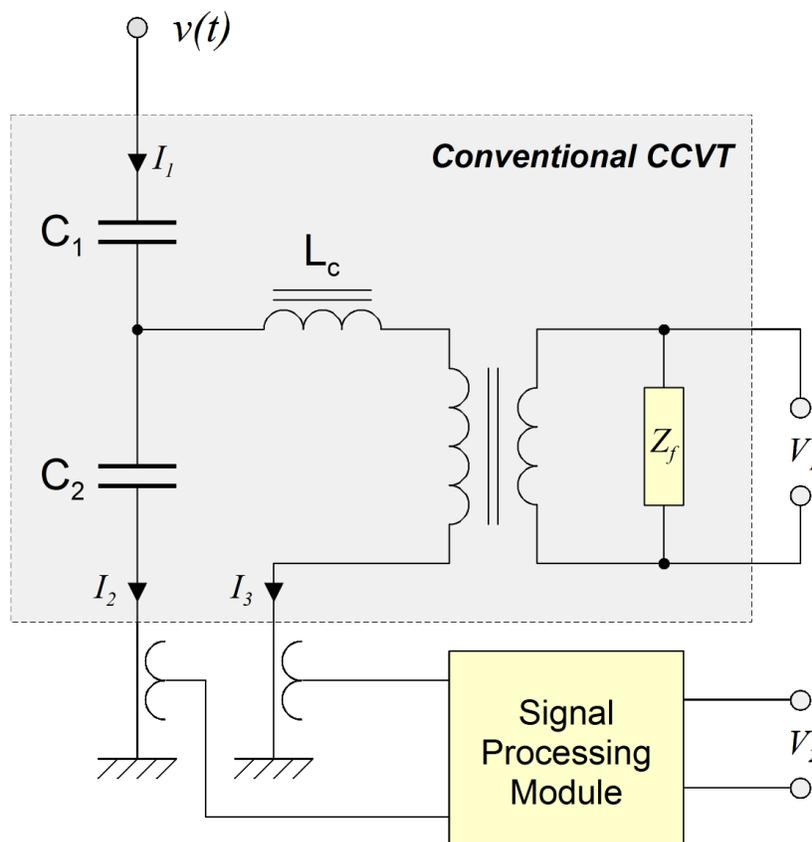


Figura 6.50: CCVT con módulo agregado que proporciona mediciones de voltaje precisas en todo Rango de frecuencia (fuente: ABB PQSensor™ Módulo).

Tenga en cuenta que los transformadores de corriente agregados están ubicados en conductores conectados a tierra. Por lo tanto, estos TC no requieren aislamiento de alto voltaje, lo que reduce el costo de implementación.

Para los cálculos de armónicos, el módulo de procesamiento de señales evaluó la fórmula anterior en cada frecuencia de interés, después de la transformación de Fourier de las formas de onda de la corriente medida $i_2(t)$ y $i_3(t)$. Además, la forma de onda del voltaje de entrada en el dominio del tiempo se puede evaluar mediante la fórmula de integración:

$$V_{\text{Vermont}}(t) = \frac{C_1 i_1(t) + C_2 i_2(t) + C_3 i_3(t)}{C_1 + C_2 + C_3} dt$$

La operación anterior se puede realizar numéricamente por el módulo de procesamiento de señales después de muestrear las formas de onda actuales i_2 y i_3 .

(Tenga en cuenta que la especificación ABB PQSensor establece que la salida de este dispositivo cumple con los estándares requisitos de precisión de al menos 5 kHz).

6.4 Puesta a tierra del canal de instrumentación

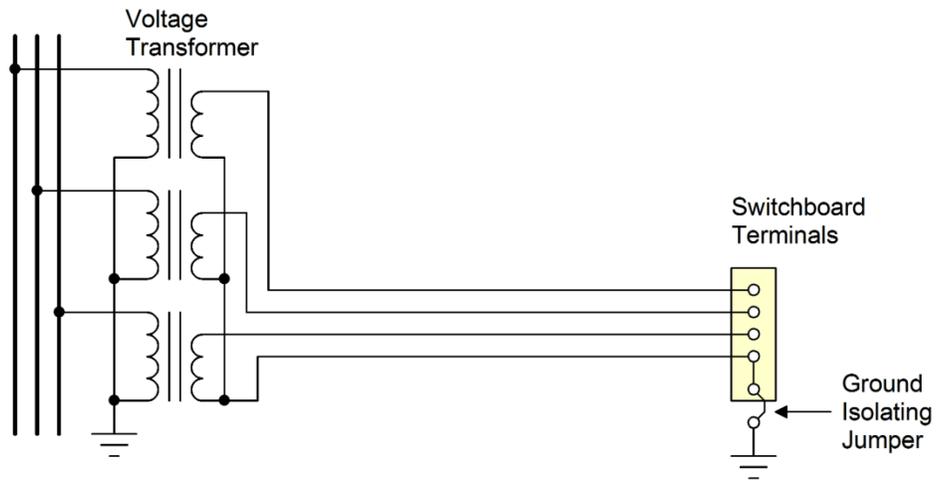
Los canales de instrumentación deben estar conectados a tierra para evitar la acumulación excesiva de voltaje debido al acoplamiento magnético y capacitivo a los circuitos de alimentación. El objetivo es la protección del personal que pueda entrar en contacto con transformadores de medida o cualquier equipo conectado a los transformadores de medida, y también evitar daños a los equipos conectados a los circuitos secundarios del transformador de medida, como relés y en general IED. En general, cada circuito de instrumentación debe estar conectado al sistema de puesta a tierra de la instalación en un solo punto, evitando así *bucles de tierra*. La razón de esto es evitar las diferencias de potencial de tierra que hacen que las corrientes fluyan a través de los cables de instrumentación. Dichas corrientes pueden introducir errores importantes en las cantidades medidas y provocar un mal funcionamiento de los relés. Además, durante fallas o operaciones de conmutación, estas corrientes pueden llegar a ser tan altas como para dañar los cables de instrumentación, así como los equipos conectados a los circuitos secundarios de instrumentación. En la mayoría de los casos, el punto de conexión a tierra se selecciona para que esté en el lado del tablero de distribución o del panel de relés del circuito secundario de instrumentación para minimizar las diferencias de potencial de tierra en los lugares donde es más probable que el personal esté en contacto con el equipo, y también para reducir las sobretensiones que aparecen en las entradas de relés y otros equipos electrónicos conectados al circuito secundario de instrumentación.

La figura 6.51 ilustra el esquema de conexión a tierra más común para transformadores de tensión y corriente. Tenga en cuenta que los circuitos secundarios están conectados a tierra en un solo punto cerca del tablero de distribución (generalmente ubicado en la casa de control). Se proporciona un puente de conexión a tierra para facilitar las pruebas de aislamiento del circuito. Específicamente, el puente se puede quitar temporalmente con el fin de medir la impedancia del aislamiento secundario.

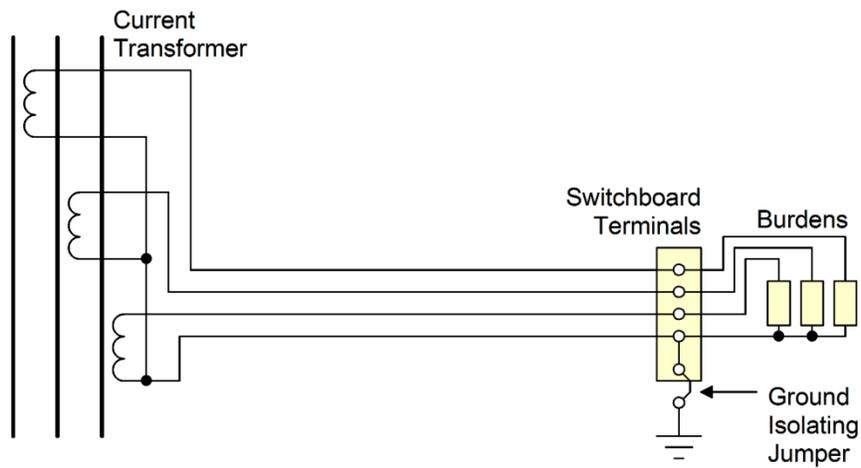
La figura 6.52 ilustra un caso en el que se usa un transformador de distribución en lugar de un transformador de voltaje dedicado. Dado que el secundario del transformador de distribución normalmente está conectado a tierra en la ubicación del transformador, se requiere un transformador de aislamiento para que el cuadro de distribución de conexión a tierra no cree un bucle de tierra.

Además de la conexión a tierra del circuito secundario, la caja metálica de todos los relés, registradores y otros dispositivos instalados en el cuadro de distribución de la casa de control debe estar conectada al sistema de conexión a tierra de la subestación.

El estándar IEEE C57.13.3 proporciona una guía detallada sobre la conexión a tierra adecuada del circuito secundario del transformador de instrumentos para muchas otras configuraciones, como transformadores de corriente conectados en triángulo para relés diferenciales, secundarios de transformadores de voltaje y corriente no utilizados, voltaje óptico y transformadores de corriente, etc.



(a)



(b)

Figura 6.51: Conexión a tierra del transformador de medida

(a) Transformador de voltaje

(b) Transformador de corriente

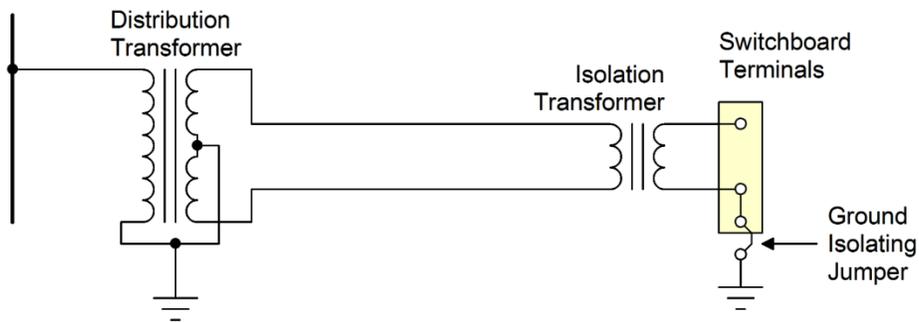


Figura 6.52: Conexión a tierra secundaria del transformador de distribución (se requiere un transformador de aislamiento para evitar el bucle de tierra)

6.5 Protección y aislamiento de la instrumentación

La instrumentación electrónica instalada en subestaciones es vulnerable a transitorios causados por fallas en el sistema de energía, operaciones de conmutación, voltajes inducidos por rayos, etc. Tales fenómenos pueden dañar los componentes electrónicos de los circuitos de entrada de la instrumentación. Específicamente, los circuitos de entrada de relé generalmente se conectan a transductores a través de cables de instrumentación largos que están sujetos a voltajes inducidos por transitorios que ocurren en circuitos de energía cercanos. Por lo tanto, las subestaciones se consideran entornos EMI severos y la instrumentación electrónica debe diseñarse adecuadamente para dichos entornos.

Las técnicas para la protección de circuitos de entrada de instrumentación electrónica se pueden clasificar en dos categorías: (a) dispositivos de supresión de transitorios y (b) dispositivos de aislamiento.

Los dispositivos de supresión de transitorios son dispositivos de derivación instalados en las entradas de instrumentación que conducen cuando el voltaje excede un cierto umbral. Los dispositivos de supresión de transitorios comúnmente utilizados son los MOV (varistores de óxido metálico). También se utilizan condensadores de derivación (generalmente en paralelo a los MOV) que brindan protección adicional contra picos de voltaje de tiempo de aumento muy alto. Tenga en cuenta que la inductancia parásita típica de MOV puede limitar su eficacia a picos de tiempo de subida altos. Es importante señalar que estos dispositivos pueden introducir errores, tanto en magnitud (ganancia) como en fase. Para la mayoría de las aplicaciones de retransmisión, estos errores no son importantes. Sin embargo, para aplicaciones específicas, como medición, mediciones sincronizadas con GPS de alta precisión, etc., estos errores pueden ser importantes y deben compensarse.

Las técnicas de aislamiento brindan protección adicional a las entradas de instrumentación electrónica contra transitorios que resultan en diferencias de potencial de tierra a lo largo de las rutas de los cables de instrumentación. Un dispositivo de aislamiento comúnmente utilizado en implementaciones de relés digitales es el transformador de aislamiento. En la Figura 6.x se ilustra una entrada de voltaje aislada por transformador. Los transformadores de aislamiento son simples y robustos pero pueden introducir errores de medición. La inductancia de fuga y la capacitancia parásita entre los devanados de un transformador de aislamiento provocan desviaciones de magnitud y de fase que son funciones de la frecuencia. Tales errores pueden mitigarse de alguna manera mediante técnicas de calibración apropiadas.

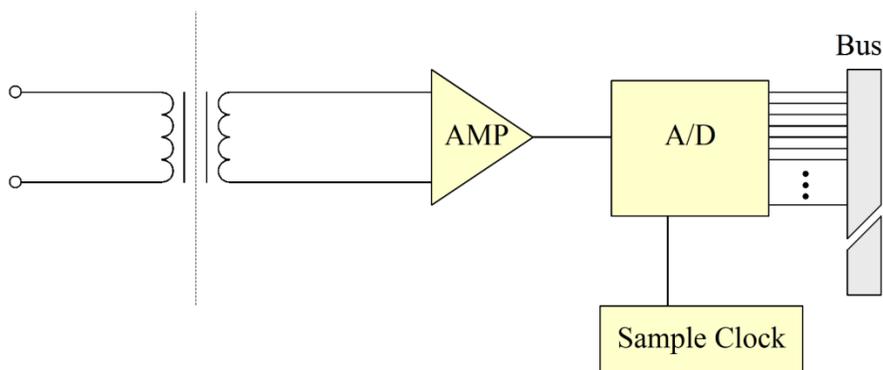


Figura 6.53: Aislamiento magnético analógico
(Muestre el IED en una caja)

Existen técnicas de aislamiento alternativas que utilizan circuitos ópticos, capacitivos y magnéticos que reducen los errores de medición. La Figura 6.x ilustra un aislador óptico analógico aplicado en el extremo frontal analógico de un canal de instrumentación.

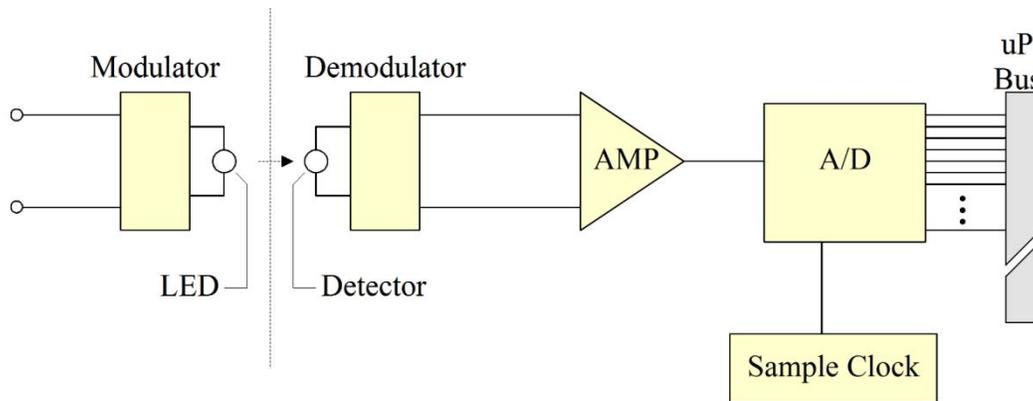


Figura 6.54: Aislamiento óptico analógico

En particular, las técnicas de aislamiento pueden estar totalmente libres de errores de medición si se aplican en señales digitales, en lugar de en el extremo frontal analógico de un canal de instrumentación. La Figura 6.x ilustra un esquema de "aislamiento óptico digital". Tenga en cuenta que la parte del circuito en el lado de entrada del canal requiere una fuente de alimentación aislada dedicada que proporcione energía a la electrónica analógica y al convertidor A / D. La salida digital del convertidor A / D se convierte a forma serial, reduciendo así el número de señales que deben aislarse ópticamente.

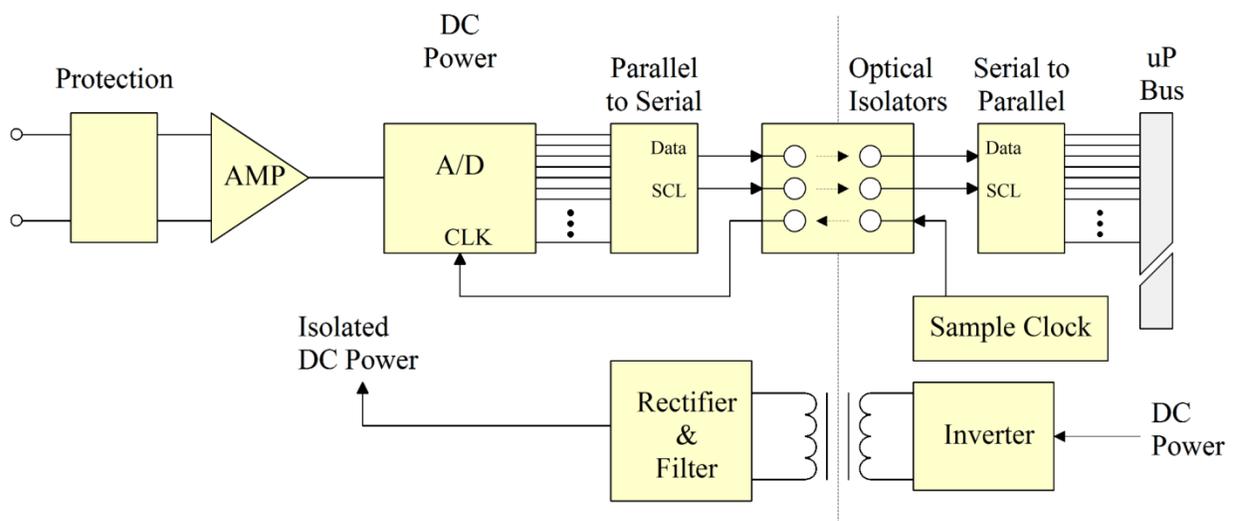


Figura 6.55: Aislamiento óptico digital

Un ejemplo de realización de un circuito de protección de entrada que combina componentes limitadores de voltaje no lineales (MOV), filtros lineales que consisten (condensadores) y rechazo de modo común.

Los inductores se ilustra en la Figura 6.56.

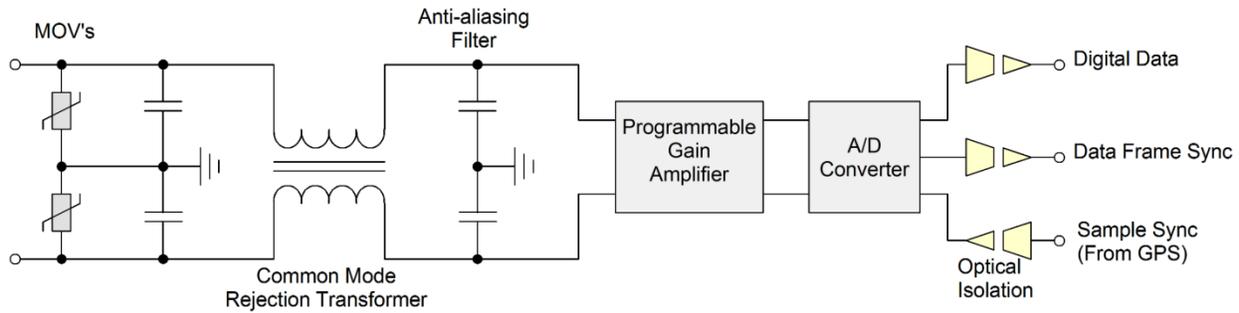


Figura 6.56: Ejemplo de un esquema de protección de adquisición de datos digitales

Recientemente se han implementado varios métodos alternativos de aislamiento digital, la mayoría no basados en técnicas de aislamiento magnético y capacitivo. (Algunos ejemplos son los dispositivos de aislamiento magnético iCoupler de Analog Devices y los dispositivos de aislamiento capacitivo ISO72x de Texas Instruments). Estos dispositivos generalmente brindan mayor confiabilidad y mejor inmunidad a la interferencia electromagnética que la tecnología de aislamiento óptico.

6.6 Conversión A / D

Esta sección presenta las características fundamentales de la actual tecnología de conversión analógica a digital, así como los componentes adicionales que componen un canal de digitalización típico. Los relés digitales modernos convierten la salida de los transformadores de instrumentos en señales digitales mediante convertidores analógicos a digitales (ADC). Sin embargo, el duro entorno de la subestación donde normalmente se encuentran los relés presenta un desafío especial para el diseño electrónico del digitalizador. Los entornos de las subestaciones pueden exhibir campos electromagnéticos elevados, que inducen voltajes a lo largo de los cables de instrumentación que conectan los transformadores de instrumentos a los convertidores A / D. Además, durante los transitorios (causados por operaciones de conmutación, tormentas eléctricas, fallas, etc.), se puede desarrollar una diferencia sustancial de potencial de tierra en todo el sistema de conexión a tierra de la subestación. Estas diferencias de potencial de tierra aparecen como voltajes de transferencia a lo largo de los cables de instrumentación. Estos voltajes pueden dañar los circuitos electrónicos sensibles de los convertidores A / D. Tenga en cuenta que los convertidores A / D se implementan con tecnología de circuito integrado que opera a muy bajo voltaje (típicamente 5 voltios, y recientemente tan bajo como 1.25 voltios) y pueden dañarse fácilmente si no se protegen adecuadamente.

Otro problema que surge del uso de convertidores A / D es el alias de señal. En aplicaciones de retransmisión, el rango de frecuencia de interés está cerca de 60 Hz. Sin embargo, las señales medidas reales contienen frecuencias más altas debido a cargas no lineales (que causan distorsión armónica), así como frecuencias más altas debido a transitorios de conmutación, rayos y fallas. El problema del aliasing se soluciona filtrando adecuadamente la señal antes de la conversión A / D.

La tecnología de los convertidores A / D y los circuitos de protección y aislamiento asociados han mejorado drásticamente en los últimos años, haciendo posible la implementación confiable de relés digitales. La arquitectura de un canal convertidor analógico a digital, que aborda los problemas antes mencionados, se ilustra en la Figura 6.x. La protección contra la dura subestación

El entorno electromagnético se logra mediante la combinación de una etapa de protección de sobretensión de entrada y una etapa de aislamiento óptico. La protección de sobretensión de entrada limita los voltajes de modo común y diferencial inducidos a lo largo del cable de instrumentación, mientras que la etapa de aislamiento óptico elimina los circuitos sensibles del convertidor A / D y otros componentes electrónicos de soporte de los bucles de tierra formados por los cables de instrumentación y el sistema de puesta a tierra de la subestación.

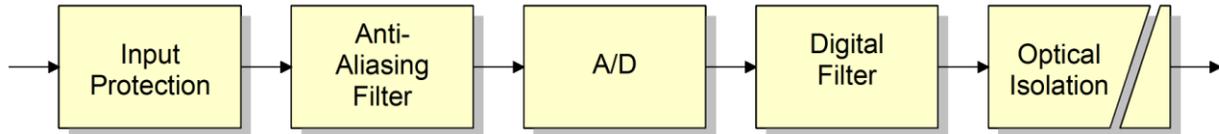


Figura 6.57: Diagrama de bloques que ilustra la estructura del canal de adquisición de datos digitales

A continuación, examinamos la estructura básica y las características fundamentales de los diversos componentes que componen un canal de conversión A / D moderno para aplicaciones de retransmisión.

6.6.1 Aliasing y filtrado de paso bajo

El aliasing se produce siempre que se muestrea una señal a una velocidad inferior al doble de su componente de frecuencia más alta. Los componentes de frecuencia que están por encima de la mitad de la frecuencia de muestreo aparecen como señales de menor frecuencia en la representación de la señal muestreada. La figura 6.x ilustra esta condición. La línea continua sinusoidal representa la señal de entrada analógica. Los puntos son las muestras de señales. Observe que la frecuencia de muestreo es ligeramente más baja que la frecuencia de la señal.

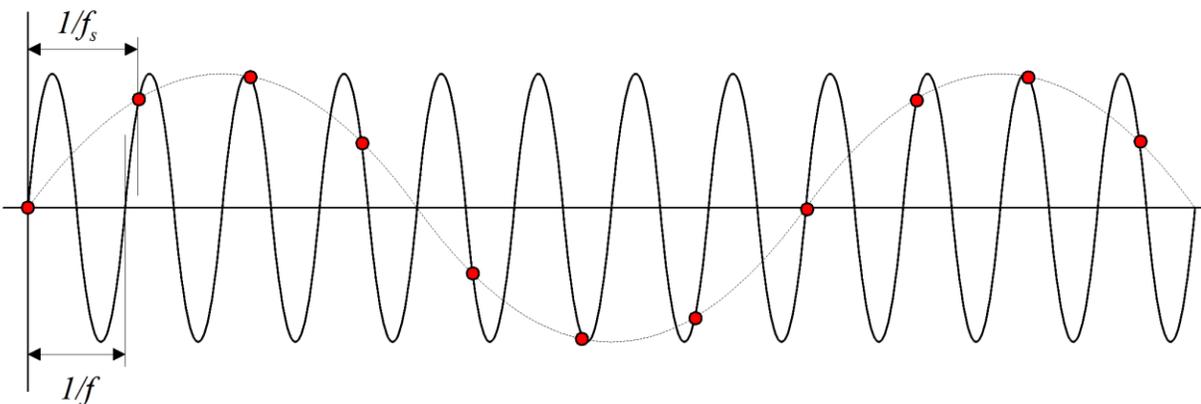


Figura 6.58: Ejemplo de implementación de un canal de adquisición de datos digitales

Tenga en cuenta que las muestras de señales parecen rastrear una señal sinusoidal de una frecuencia mucho más baja que la frecuencia de la señal analógica real. De hecho, se puede demostrar que el muestreo siempre genera componentes con alias cuya frecuencia está relacionada con la frecuencia real de la señal analógica y el

frecuencia de muestreo de la siguiente manera:

$$F_a = |F_s \pm f|$$

Dónde: F_a es la frecuencia con alias, F_s es la frecuencia de muestreo y F es la frecuencia de la señal. Considere, por ejemplo, una señal que contiene los 17th armónico de 60 Hz, es decir, 1020 Hz. Si esta señal se muestrea a 1024 muestras por segundo, aparecerá un componente de 4 Hz en la representación muestreada como resultado del aliasing. La magnitud de este componente con alias será igual a 17th magnitud armónica.

En general, las señales muestreadas están representadas por un "tren" de funciones de impulso con amplitud igual a los correspondientes valores originales de la señal continua. El espectro de dicha señal contiene un número infinito de frecuencias con alias dadas por la fórmula:

$$F = kf_s, k = 1, 2, 3, \dots$$

dónde F es la frecuencia de la señal original y F_s es la frecuencia de muestreo. En la figura 6.x se ofrece una ilustración gráfica de esta propiedad. La figura 6.x (a) muestra el espectro de una señal continua que contiene dos componentes de frecuencia: 60 y 300 Hz. Después de muestrear a 320 muestras por segundo, el espectro de la señal muestreada contiene componentes a 20 Hz, 60 Hz, 260 Hz, 300 Hz, 340 Hz, 380 Hz, 580 Hz, 620 Hz, etc., como se ilustra en la Figura 6.x (B)

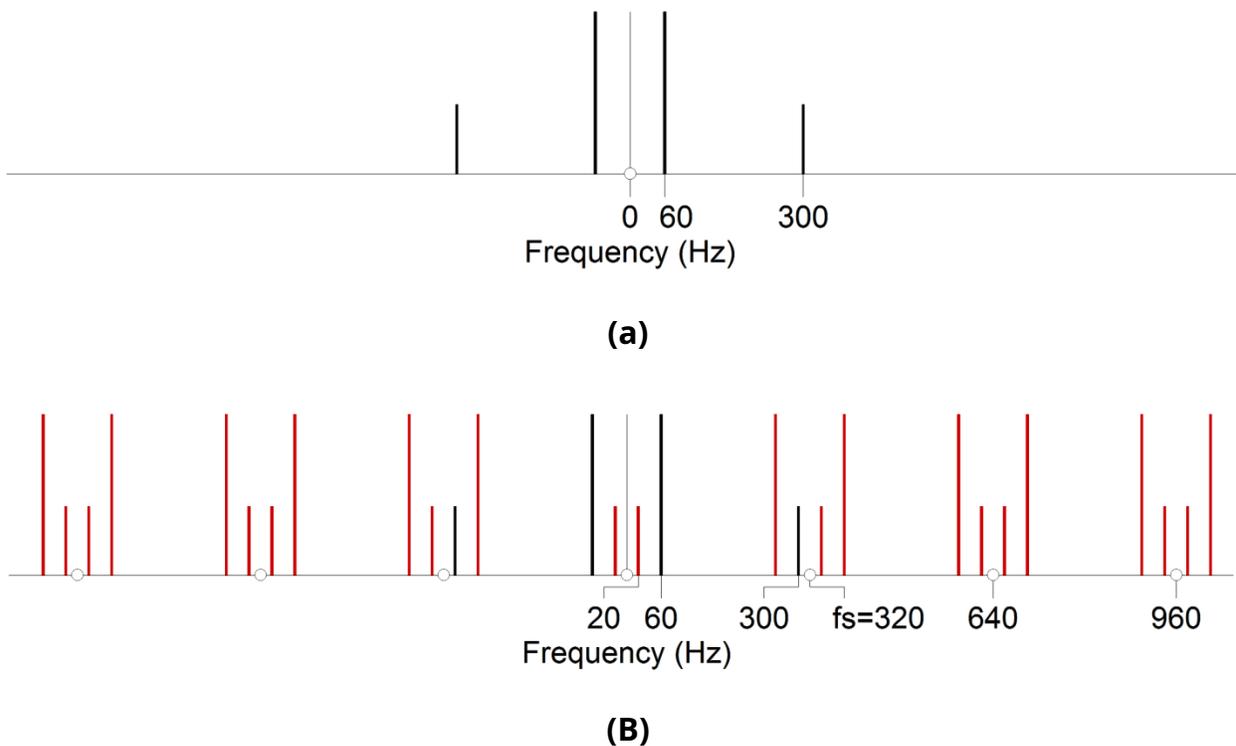


Figura 6.59: Ilustración de alias en el dominio de frecuencia
 (a) Espectro de señal original
 (b) Espectro de señal muestreado

El aliasing es particularmente indeseable si los componentes de frecuencia con alias se encuentran dentro del ancho de banda de interés. Por ejemplo, en este caso, el componente de frecuencia con alias de 20 Hz está dentro del

frecuencia de interés (0 a 100 Hz). Este aliasing no deseado puede evitarse muestreando la señal a una frecuencia de muestreo igual o superior al doble de la frecuencia del componente de frecuencia de la señal más alta. Este hecho se conoce como **Nyquist** criterio, y la frecuencia igual al doble del componente de frecuencia de la señal más alta se conoce como el **Tasa de Nyquist**. De hecho, el **Teorema de Nyquist** establece que si cualquier señal se muestrea a una tasa igual o superior a la Tasa de Nyquist, no se pierde información en el proceso de muestreo y la señal original puede reconstruirse con precisión a partir de las muestras. En este ejemplo, la frecuencia de Nyquist es de 600 Hz.

Aunque en aplicaciones de retransmisión las frecuencias de interés están cerca de la frecuencia de potencia fundamental, las señales reales pueden contener frecuencias más altas que surgen de cargas no lineales (armónicos) y transitorios debido a operaciones de conmutación, fallas, etc. Por lo tanto, se debe abordar el problema del aliasing.

Una solución al problema del aliasing es introducir un filtro analógico antes del convertidor A / D que atenúe todas las frecuencias por encima de la mitad de la frecuencia de muestreo del convertidor A / D. El filtro ideal para esta aplicación es un filtro de paso bajo con una banda de paso plana y una pendiente de corte muy pronunciada. Desafortunadamente, dichos filtros son necesariamente de alto nivel, por lo que requieren circuitos complicados y, en consecuencia, están plagados de problemas de estabilidad y deriva. La deriva característica del filtro se ve agravada por la gran variación de la temperatura de la casa de control de la subestación, en caso de que no se proporcione calefacción ni aire acondicionado.

Un enfoque más práctico es usar un filtro de paso bajo de orden bajo (por lo tanto, de pendiente de corte gradual) y muestrear la señal de entrada a una tasa mucho más alta que la tasa de Nyquist. Este enfoque se conoce como *Sobremuestreo*. La figura 6.x ilustra las características de un ejemplo de sistema de sobremuestreo. Tenga en cuenta que la frecuencia de muestreo mínima que evita el aliasing dentro de la banda de frecuencia de interés es:

$$F_s = 2 F_{max} + F_t$$

Dónde: F_s es la frecuencia de muestreo, F_{max} es la frecuencia máxima de interés y F_t es el ancho de banda de transición del filtro, es decir, el rango de frecuencia a partir de F_{max} y termina donde la respuesta del filtro decae a un valor insignificante.

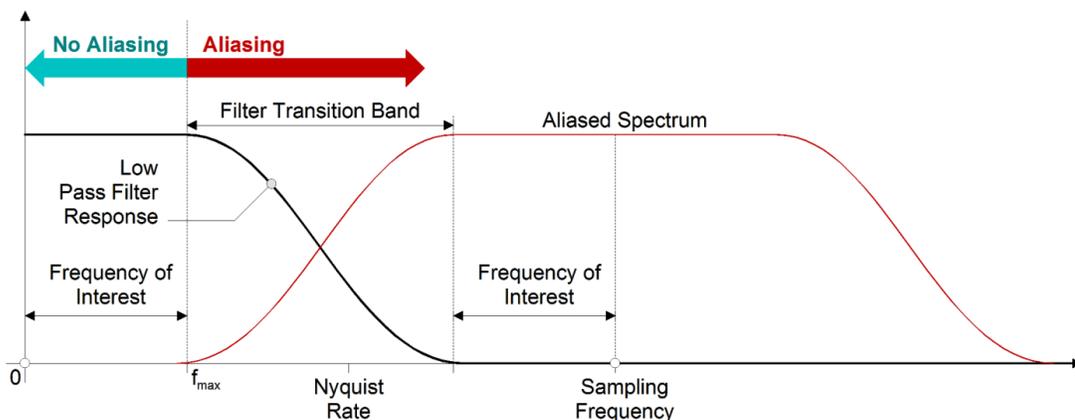


Figura 6.60: Características del sistema de suavizado de sobremuestreo

6.6.2 Implementación de filtros analógicos

Los filtros analógicos se pueden implementar utilizando circuitos de componentes pasivos (que consisten en resistencias, condensadores e inductores) o circuitos activos, que se implementan mediante amplificadores operacionales.

Las implementaciones de circuitos pasivos generalmente se limitan a filtros relativamente simples (de bajo orden). Por lo general, constan de inductores, condensadores y resistencias. Una desventaja de los circuitos pasivos es que tienden a tener impedancia de entrada e impedancia de salida en el mismo orden de magnitud. Esto complica los filtros en cascada con otros sistemas, ya que la respuesta general del sistema se ve afectada por la fuente y las impedancias de carga. Los circuitos activos superan este problema utilizando amplificadores operacionales como búfer. (Los amplificadores operacionales suelen tener una impedancia de entrada muy alta y una impedancia de salida muy baja). Otra ventaja de los circuitos activos es que cualquier función de transferencia racional puede implementarse sin el uso de inductores (es decir, solo con amplificadores operacionales, resistencias y condensadores). Esto permite implementaciones de filtros de mayor rendimiento,

Ejemplos de pasivo 1^o y 2^o Los filtros de paso bajo de primer orden se ilustran en la Figura 6.x. Un ejemplo de un filtro activo que utiliza amplificadores operacionales se ilustra en la Figura 6.x.

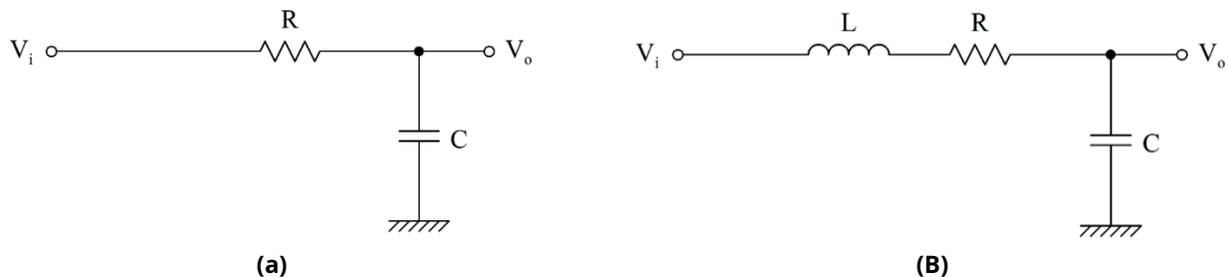


Figura 6.61: Ejemplos de filtros de paso bajo pasivo de primer orden
(a) Primer Orden, (b) Segundo Orden

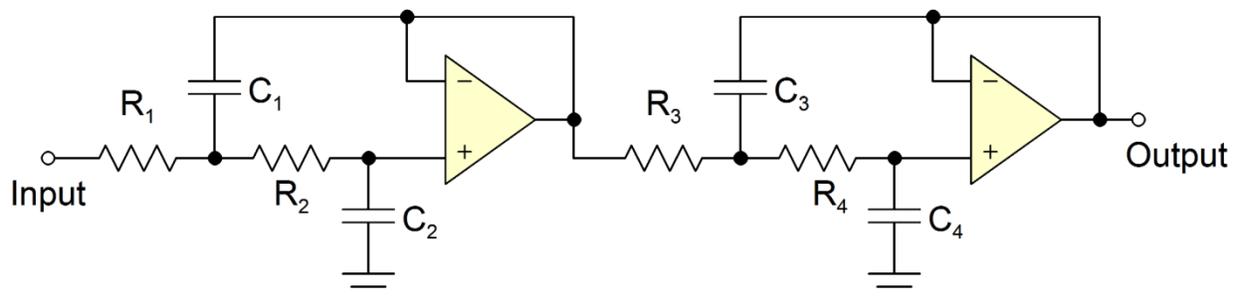
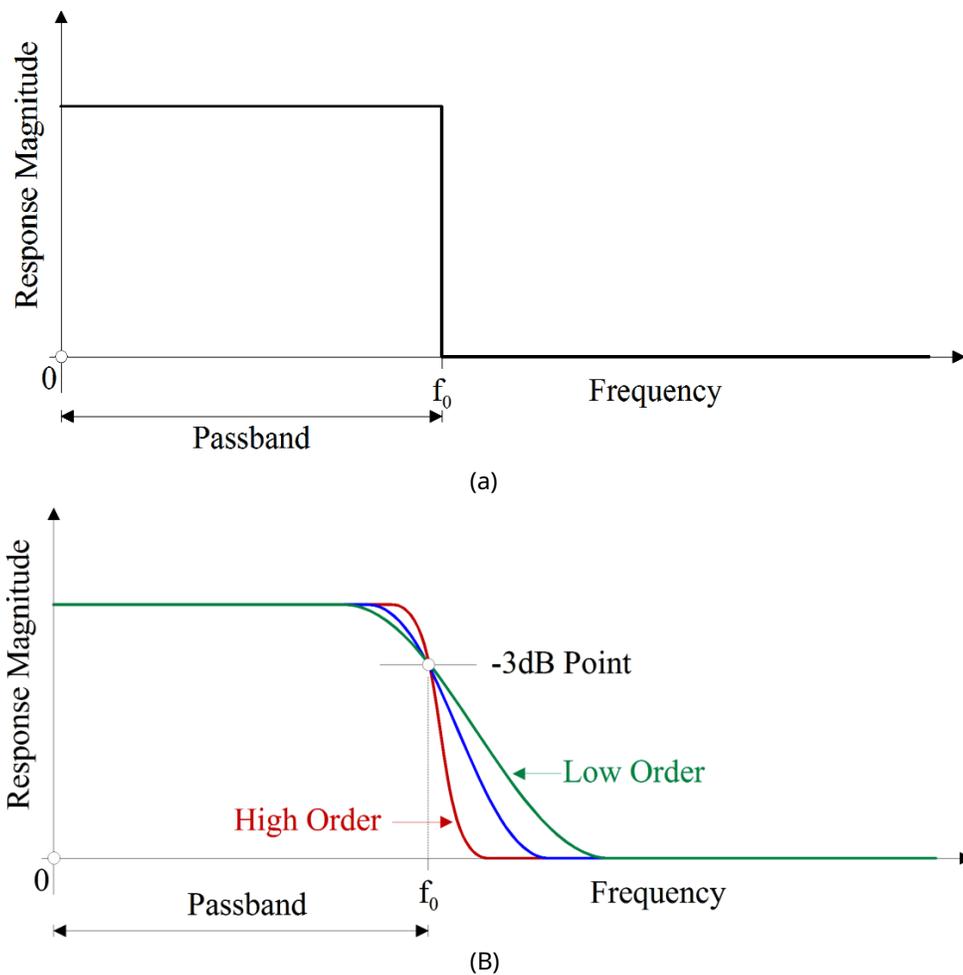


Figura 6.62: Ejemplo de 4th Solicitar filtro de paso bajo activo
(Circuito Sallen-Key)

Tanto los circuitos de filtro analógicos activos como los pasivos están sujetos a variaciones en la respuesta de frecuencia debido al envejecimiento de los componentes y a la dependencia de la temperatura. En general, la sensibilidad a la temperatura y al envejecimiento aumenta con la complejidad del filtro (orden de filtrado).

Normalmente, se utiliza un filtro de paso bajo para eliminar las frecuencias altas de una determinada señal. Una aplicación típica es evitar el alias durante la conversión A / D. El impulso ideal del filtro de paso bajo y la respuesta de frecuencia se ilustra en la Figura 6.x (a). Se caracteriza por una respuesta plana desde CC hasta una cierta frecuencia (conocida como frecuencia de corte del filtro) y una respuesta cero para cualquier frecuencia por encima de la frecuencia de corte. Desafortunadamente, dicho filtro no es práctico, ya que su respuesta al impulso tiene una duración infinita. Sin embargo, la respuesta ideal se puede aproximar mediante las funciones de transferencia suave que se ilustran en la Figura 6.x (b). El orden del filtro (y por lo tanto su complejidad) aumenta a medida que la respuesta se acerca a la respuesta ideal del filtro.



**Figura 6.63: Respuesta de frecuencia del filtro de paso bajo
(a) Respuesta ideal, (b) Respuesta práctica**

Un problema importante en el uso de filtros de paso bajo para aplicaciones de retransmisión es el retardo del filtro. De hecho, el retardo del filtro generalmente aumenta con el orden del filtro. La Figura 6x muestra la respuesta al impulso de un filtro de paso bajo con una frecuencia de corte de 2 kHz. Este filtro podría usarse para reducir el aliasing del muestreo de un sistema de adquisición de datos con al menos 4000 muestras por segundo (por ejemplo, 4800 s / s, una frecuencia de muestreo común para aplicaciones de sistemas de energía). Tenga en cuenta que este filtro introduce un retardo de 3,5 milisegundos, que corresponde a 75,6 grados de error de fase a 60 Hz.

Dado que las aplicaciones de retransmisión requieren una operación rápida en tiempo real, muchos sistemas de adquisición de datos utilizados en aplicaciones de retransmisión no utilizan ningún filtrado. Este enfoque suele estar justificado ya que las formas de onda de corriente y voltaje del sistema de potencia de nivel de transmisión típicas consisten principalmente en formas de onda de 60 Hz con un contenido de armónicos muy bajo.

Los avances recientes en la tecnología del convertidor A / D simplificaron los requisitos del filtro anti-aliasing. Específicamente, los convertidores basados en la técnica de modulación Sigma-Delta muestrean la señal de entrada a una tasa muy alta y, posteriormente, diezman la señal a la tasa de salida utilizando filtros digitales. Para estos convertidores de analógico a digital, un filtro anti-aliasing de paso bajo de primer orden suele ser suficiente.

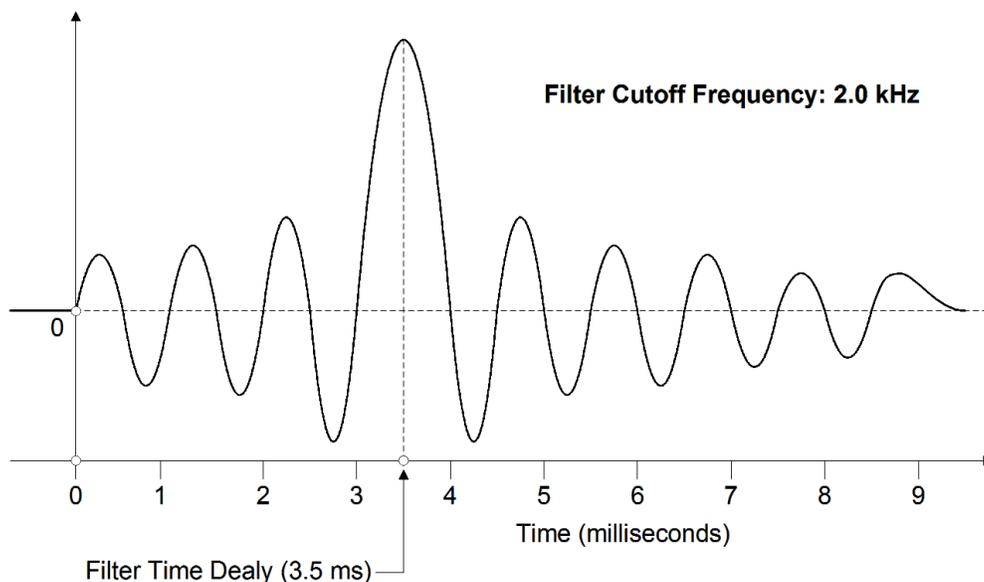


Figura 6.64: Respuesta de impulso del filtro de paso bajo de 2 kHz

6.6.3 Descripción general de la tecnología del convertidor A / D

La **Convertidor A / D** genera una serie de números binarios, que representan la señal analógica de entrada. Este proceso se conoce como muestreo, ya que estos números son muestras de la señal de entrada tomadas en instantes de tiempo uniformemente espaciados. Actualmente hay una gran cantidad de tecnologías de muestreo disponibles. En este libro enfatizamos las tecnologías más aplicables a las aplicaciones de sistemas de energía. Las principales tecnologías de convertidores A / D se pueden clasificar de la siguiente manera:

Modulación Sigma Delta
 Aproximación sucesiva
 Subranging-Pipelined
 Destello

La figura 6.65 ilustra la resolución y el ancho de banda típicos de estas clases de tecnología.

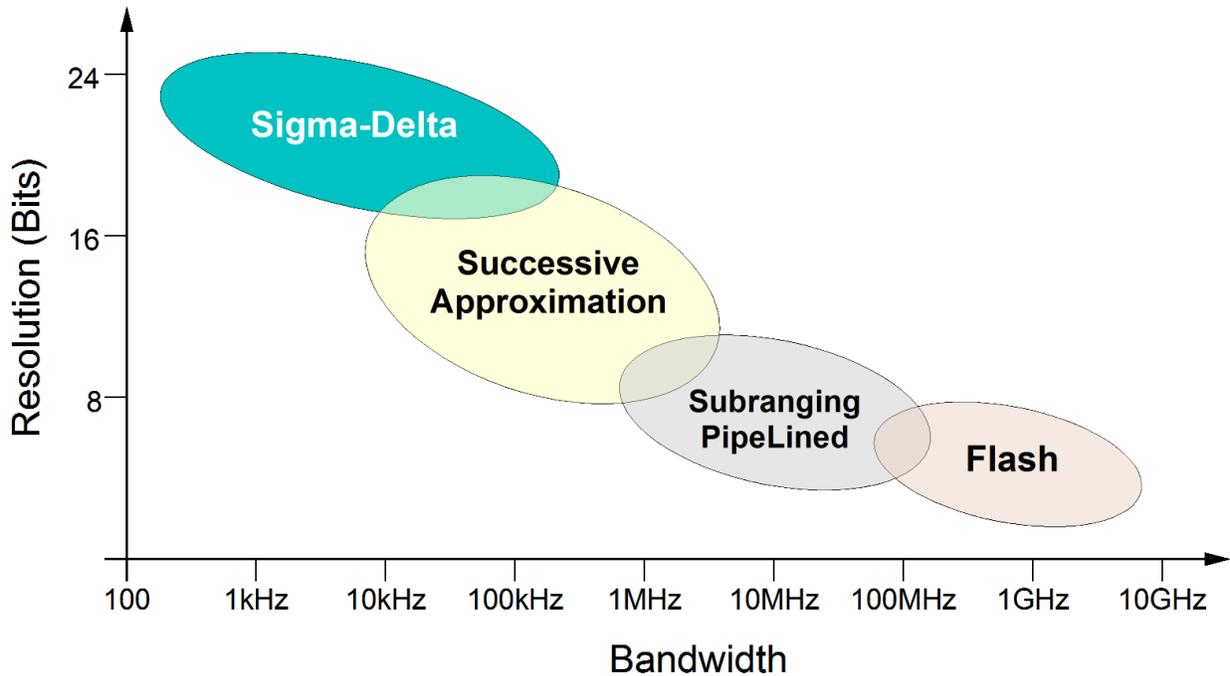


Figura 6.65: Resolución y ancho de banda de las principales tecnologías de conversión A / D

Tabla 6.x: Comparación de tecnologías de conversión

Tecnología	Resolución	Linealidad	Latencia	Banda ancha
Sigma-Delta	Muy alto (Hasta 24 bits)	Muy alto	Elevado	Bajo
Sucesivo Aproximación	Elevado (Hasta 16 bits)	Elevado	Bajo	Medio
Subrango Canalizado	Medio (12 bits)	Medio	Muy bajo	Elevado
Destello	Bajo (8 bits)	Medio	Extremadamente bajo	Muy alto

Tabla 6.x: Resolución y rango dinámico

Número de bits	Niveles de Discretización	Dinámica Rango (dB)
----------------	---------------------------	---------------------

8	256	48 dB
12	4.096	72 dB
dieciséis	65,536	96 dB
24	16.777.216	144 dB

De particular interés es una clase de convertidor A / D conocido como convertidores de modulación Sigma-Delta. En los últimos años, la mejora en la tecnología de circuitos integrados hizo posible la realización de convertidores de modulación Sigma-Delta con frecuencias de muestreo adecuadas para la mayoría de las aplicaciones de sistemas de potencia (hasta 400 kHz). Estos convertidores tienen las siguientes características deseables:

Ventajas de la tecnología Sigma-Delta:

Amplio rango dinámico (16-24 bits SNR > 86 dB)

Requisitos simples de anti-aliasing analógico (filtro de paso bajo de 1 polo suficiente)

Sin requisito de retención de muestras

Inherentemente lineal y monótono (etapa de entrada de 1 bit)

Baja deriva debido al envejecimiento y variaciones de temperatura (principalmente digital)

Relativamente barato

Desventajas de la tecnología Sigma-Delta:

Gran latencia entre el muestreo y la salida digital debido a la etapa de filtro digital. El filtro digital es típicamente un filtro FIR. La latencia aumenta con el orden del filtro FIR (número de muestras que componen la respuesta de impulso del filtro). Es importante tener en cuenta que para un diseño específico la latencia es fija y puede tenerse en cuenta en la aplicación de los datos.

La Figura 6.x ilustra la arquitectura de un convertidor A / D de modulación Sigma-Delta.

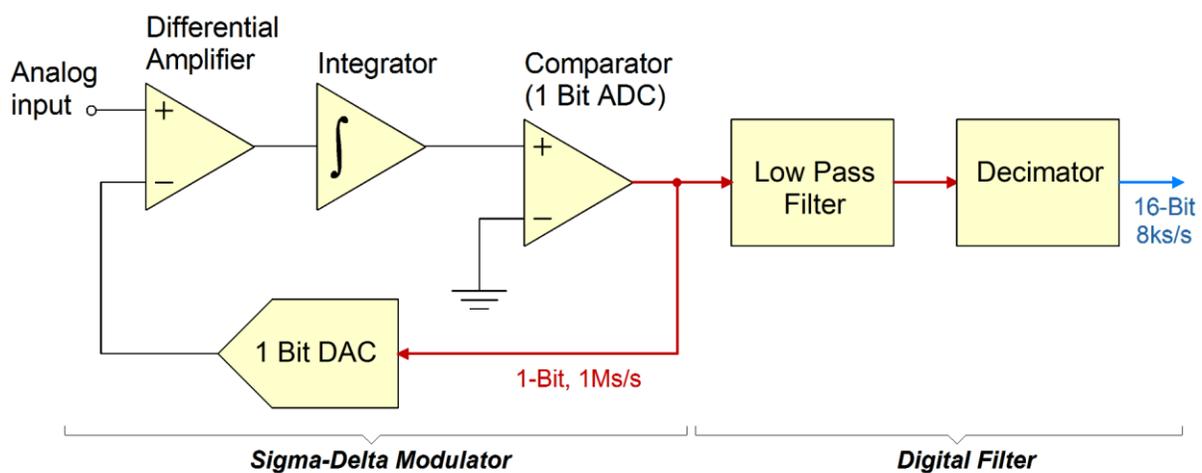


Figura 6.66: Arquitectura básica de un convertidor A / D de modulación Sigma Delta

La tecnología del convertidor A / D de modulación sigma-delta ha mejorado constantemente. Las mejoras típicas incluyen:

- Aumento de la resolución (la salida de 24 bits es típica en la actualidad)
- La salida de datos en serie permite esquemas simples de aislamiento galvánico.
- La calibración automática garantiza una alta precisión
- Los filtros digitales de orden superior brindan inmunidad contra el aliasing

Tenga en cuenta que, como se mencionó anteriormente en aplicaciones de retransmisión donde la respuesta rápida en tiempo real es a menudo un requisito esencial, los convertidores A / D de modulación sigma-delta con filtros digitales de alto orden pueden no ser adecuados debido a los retrasos prolongados generados por el filtrado digital.

6.6.3 Etapa de control de ganancia

La **ganar control** etapa permite que el rango dinámico del convertidor A / D se utilice de manera óptima. Tenga en cuenta que en muchas aplicaciones de sistemas de energía, un rango dinámico de canal amplio es uno de los principales desafíos de diseño. El rango dinámico de un convertidor A / D está limitado principalmente por el número de bits utilizados en la representación de las muestras de señal. Este parámetro se conoce comúnmente como la longitud de la palabra del convertidor. Las longitudes de palabras comunes son 8, 10, 12, 14, 16 y 24 bits. Actualmente, los convertidores de 16 bits con frecuencias de muestreo de hasta 1 MHz están ampliamente disponibles a precios relativamente económicos. El rango dinámico teórico máximo de un convertidor de 16 bits es 1: 2^{16} o 1: 65536. Muchas veces el rango dinámico se expresa en dB. Por ejemplo, el rango dinámico del convertidor de 16 bits es $20 \times \log_{10}(2^{16})$ dB o 96 dB, aproximadamente. Recientemente, los convertidores de 24 bits están disponibles a precios relativamente bajos. Sin embargo, aprovechar el rango dinámico teórico completo de los convertidores de 24 bits es difícil debido a los límites impuestos por el ruido del circuito de entrada analógica. Por tanto, los convertidores de 16 bits son actualmente preferibles para la mayoría de las aplicaciones de sistemas de energía.

Para aplicaciones de retransmisión, es importante permitir un "margen superior" de señal sustancial para que el convertidor A / D no se sature durante los transitorios. Para otras aplicaciones de monitorización, por ejemplo monitorización de armónicos, las señales de interés (armónicos) pueden tener una amplitud mucho menor que las señales de componentes fundamentales. La figura 6.x ilustra esta condición. En ambas situaciones, es evidente que es deseable un convertidor de rango dinámico amplio. Además, es necesaria una selección de ganancia adecuada para maximizar la resolución de la señal y al mismo tiempo evitar la saturación. Una etapa de control de ganancia programable proporciona esta capacidad.

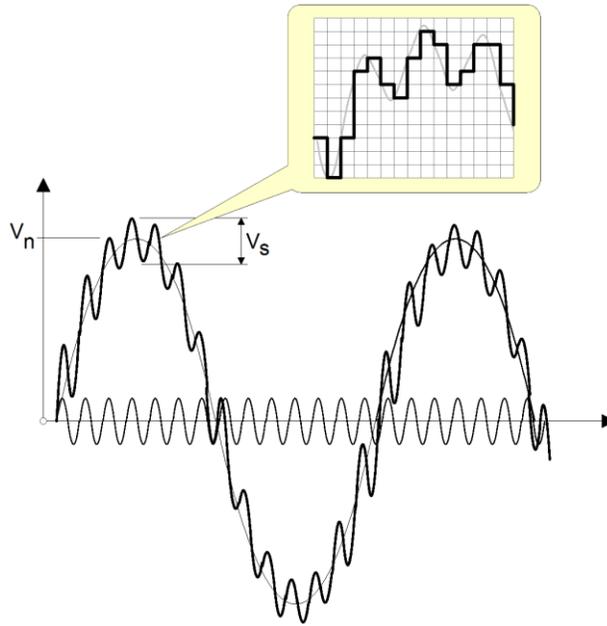


Figura 6.67: La importancia del rango dinámico

6.6.4 Sincronización de muestreo

En aplicaciones de retransmisión tales como detección de fallas en la línea de transmisión y cálculos de distancia de fallas, es deseable procesar los voltajes y corrientes medidos desde ambos extremos de la línea de transmisión. (Consulte también el Capítulo 10 sobre Monitoreo y registro de fallas). Además, se puede obtener una precisión adicional si los datos de los dos extremos de la línea se muestrean de forma sincrónica. El muestreo sincrónico con digitalizadores ubicados remotamente se puede lograr sincronizando los relojes del convertidor A / D a una señal de temporización común. Tenga en cuenta que la precisión de los ángulos fasoriales relativos calculados a partir de señales muestreadas sincrónicamente depende de la consistencia de la señal de temporización común. Hoy en día, la fuente más práctica de una señal de sincronización altamente consistente es el sistema de posicionamiento global por satélite (GPS). Las señales de temporización basadas en GPS suelen ser consistentes en 0,5 microsegundos.

Nota histórica: Una implementación anterior de una fuente de temporización basada en satélites fueron los satélites ambientales operacionales geoestacionarios (GOES) creados en 1975 por la Administración Nacional Oceánica y Atmosférica (NOAA). Proporcionó una precisión de sincronización de aproximadamente 100 microsegundos mediante la transmisión de un código de sincronización generado por el Instituto Nacional de Estándares y Tecnología (NIST) a través de una red de satélites geoestacionarios. Este servicio se suspendió en 2005. NIST también transmite señales de sincronización a través de transmisores de radio de onda corta y larga ubicados en Fort Collins, Colorado (WWV y WWVB) y en Kauai, Hawaii (WWVH). Este servicio se inició en 1962 y aún está en funcionamiento. Sin embargo, la precisión de sincronización que proporciona es del orden de 10 milisegundos, lo que es inadecuado para los requisitos de adquisición de datos del sistema de energía. sincronización.

La sincronización del reloj de muestreo del digitalizador con las señales de GPS se puede lograr mediante un bucle de retroalimentación híbrido (analógico / digital), que se ilustra en la Figura 6.x. El sistema se basa en un oscilador de cristal controlado por voltaje (VCO o VCXO). Este oscilador genera una señal cuya frecuencia se puede variar en un rango pequeño cambiando su voltaje de entrada (señal de control). La frecuencia de salida del oscilador es monitoreada por un contador de cruce por cero. Este contador se lee y se pone a cero con precisión una vez por segundo utilizando la señal 1PPS (un pulso por segundo) derivada del receptor GPS. Un ajuste del voltaje de control del oscilador realizado cada segundo basado en la desviación del recuento correcto de cruce por cero.

Este esquema, conocido como oscilador disciplinado por GPS, se puede hacer lo suficientemente estable como para proporcionar una precisión de tiempo de menos de 0,5 microsegundos. Las implementaciones típicas de oscilador disciplinado por GPS pueden mantener la precisión por debajo de 1 microsegundo incluso si el reloj del GPS pierde las comunicaciones por satélite durante varios minutos. Esta es una característica importante, ya que en muchas instalaciones de GPS las obstrucciones a la vista de la antena GPS de los satélites (edificios, árboles, montañas, etc.) pueden causar una pérdida momentánea de la recepción del satélite varias veces al día.

La Figura 6.x ilustra un diagrama de bloques de un canal de digitalizador, con funciones de protección y aislamiento, así como sincronización con la señal de temporización externa.

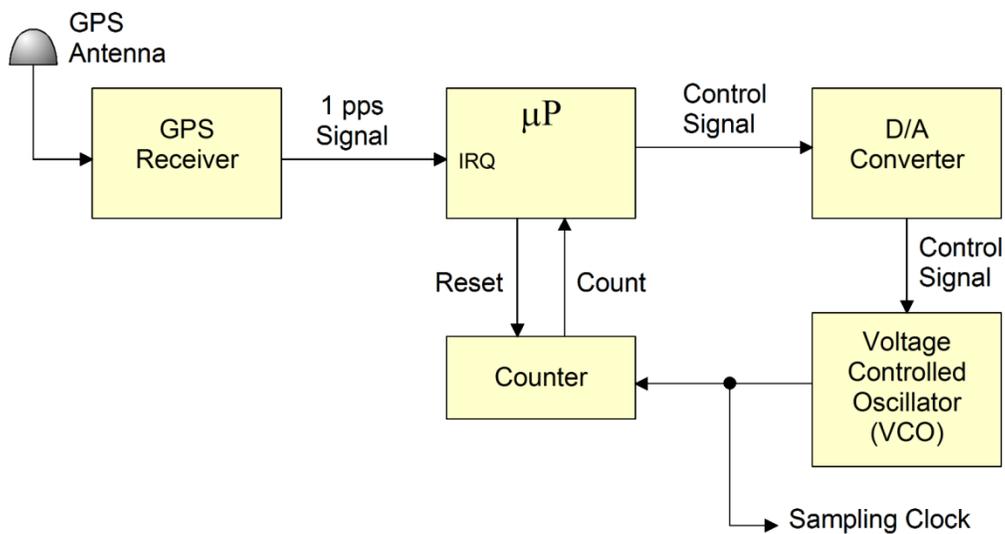


Figura 6.68: Implementación de sincronización del reloj de muestreo

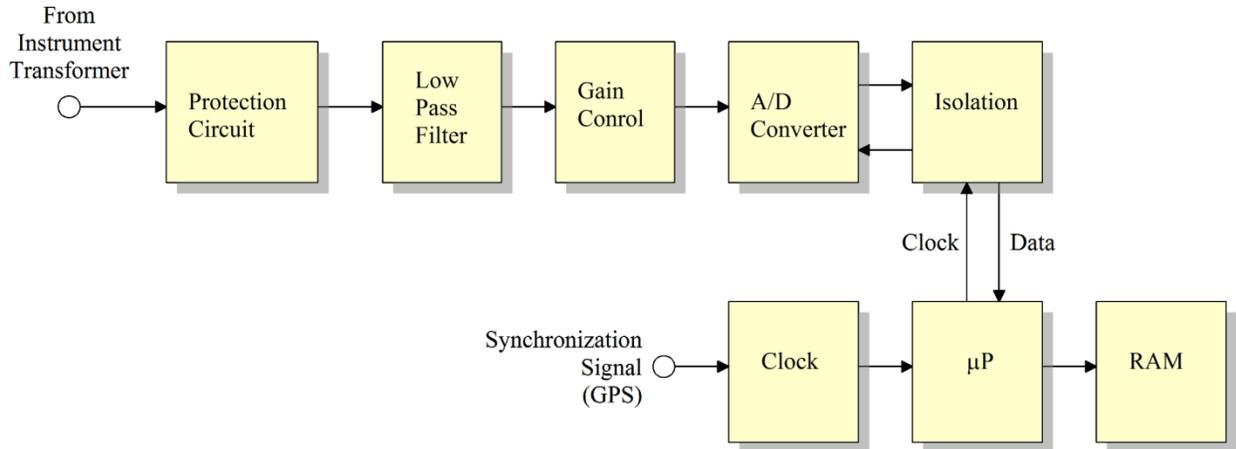


Figura 6.69: Diagrama de bloques que ilustra la estructura del canal de adquisición de datos digitales Con capacidad de aislamiento y sincronización

El sistema GPS de satélites se inició en 1989 con Estados Unidos colocando de seis a nueve satélites en órbita por año, creando un sistema que proporciona la señal GPS en cualquier lugar de la tierra. La adquisición de datos sincronizados por GPS se introdujo por primera vez en las unidades de medición de fasores (PMU), es decir, dispositivos dedicados a la medición directa de fasores de tensión y corriente con referencia de hora UTC. Macrodyne introdujo la primera PMU en 1992. En Macrodyne PMU, el receptor GPS se integró dentro de la PMU. Sin embargo, la adquisición de datos sincronizados por GPS se está volviendo común para muchos relés digitales.



Figura 6.70: Relojes GPS típicos para aplicaciones de instrumentación de sistemas de potencia
Arriba: Laboratorios de ingeniería Schweitzer SEL-2407
Abajo: Arbiter Systems 1064C

Para reducir el costo del equipo, muchos relés y otros sistemas de adquisición de datos capaces de muestreo sincrónico no incluyen una fuente de reloj incorporada, como un receptor GPS, pero aceptan una señal de sincronización de un reloj externo. Por lo tanto, se puede instalar un solo receptor GPS en un

subestación y proporcionar señales de temporización a cualquier número de equipos de adquisición de datos. En la Figura 6.70 se ilustran dos receptores GPS disponibles comercialmente diseñados para aplicaciones de subestaciones.

El estándar de señal de temporización más comúnmente utilizado para transmitir información de temporización desde receptores GPS a relés y registradores de fallas es el formato de código de tiempo IRIG. El estándar de código de tiempo IRIG fue desarrollado por el Grupo de Trabajo de Telecomunicaciones del Grupo de Instrumentación Inter-Rango (IRIG), que es la parte de estándares del Consejo de Comandantes de Rango (RCC). El trabajo en este estándar comenzó en 1956, mientras que la última versión es el estándar IRIG 200-04, publicado en septiembre de 2004. El estándar contiene varios códigos de tiempo diferentes identificados por designaciones alfabéticas A, B, D, E, G y H. El código más utilizado es IRIG-B, que se describe brevemente a continuación.

6.6.5: El código de tiempo IRIG-B

El código IRIG-B es una señal binaria transmitida en serie que consta de una secuencia de "tramas". Cada cuadro contiene información de fecha y hora más algunos bits adicionales de "Función de control" que están reservados para aplicaciones especiales. Una trama se transmite cada segundo y consta de una señal binaria que contiene 74 bits, y cada bit está representado por un pulso de ancho variable que ocurre dentro de un intervalo de 10 milisegundos. La información en los 74 bits de una trama se enumera en la Tabla 6.4. Tenga en cuenta que los primeros 6 números que forman la marca de tiempo están codificados en decimal codificado en binario (BCD). Los bits de control no están definidos por el estándar ya que son para uso interno del Consejo de Comandantes de Rango. Los segundos del día están en *derecho* forma binaria y representan el número de segundos desde la medianoche.

Tabla 6.4: Codificación de información de tramas IRIG-B

Número de Bits	Codificación	Información
7	BCD	Segundos de minuto (0-59)
7	BCD	Minutos de hora (0-59)
6	BCD	Horas del día (0-24)
10	BCD	Días del año (0-366) Año
9	BCD	(dos últimos dígitos) Bits
18	Binario	de control
17	Binario	Segundos del día (0-86399)

La señal IRIG-B se puede transmitir en tres modos:

- Sin modular
- Amplitud modulada
- Manchester modificado Modulado

En la Figura se ilustra una instantánea de una señal IRIG no modulada y una señal de amplitud modulada. 6.71. La frecuencia de la señal portadora modulada se especifica en 1 kHz. Por lo tanto, cada período de 10 ms durante el cual se transmite un bit contiene 10 ciclos de forma de onda portadora. Una ventaja de la transmisión IRIG-B modulada es que no contiene ningún componente de CC y, por lo tanto, se puede

transmitido a través de circuitos de aislamiento galvánico como transformadores o etapas acopladas capacitivas. Una gran desventaja es que la resolución temporal es considerablemente inferior a la de la transmisión no modulada. Específicamente, la resolución de tiempo de la señal no modulada es típicamente del orden de 100 nanosegundos. Esto se ve facilitado por el breve tiempo de subida de los pulsos que comprenden la señal no modulada. Por otro lado, el tiempo de subida de la señal modulada está determinado por la frecuencia portadora de 1 kHz, lo que da como resultado una resolución de tiempo del orden de 100 microsegundos. Una pequeña desventaja de la señal IRIG no modulada es que contiene un componente de CC significativo que es función de los datos transmitidos. Por lo tanto, el paso de esta señal a través de circuitos de aislamiento galvánico de bloqueo de CC puede causar deterioro de la señal y errores de datos. El modo de transmisión Manchester Modulated combina las ventajas de los otros dos modos. La descripción detallada de los esquemas modulados de Manchester se describe en el estándar IRIG. Tenga en cuenta también que la transmisión de la señal IRIG no modulada a largas distancias es propensa a la degradación y la corrupción y, por lo tanto, la longitud del cable coaxial de conexión debe limitarse a unos 100 pies.

La figura 6.72 muestra un ejemplo de una trama IRIG-B completa no modulada. Tenga en cuenta que la trama comienza con dos pulsos de 8 milisegundos que indican el comienzo de la trama (P0). Los binarios están representados por pulsos de 5 milisegundos, mientras que los ceros binarios están representados por pulsos de 2 milisegundos. Los pulsos adicionales de 8 milisegundos separan los campos de datos secuenciales (segundos, minutos, horas, etc.).

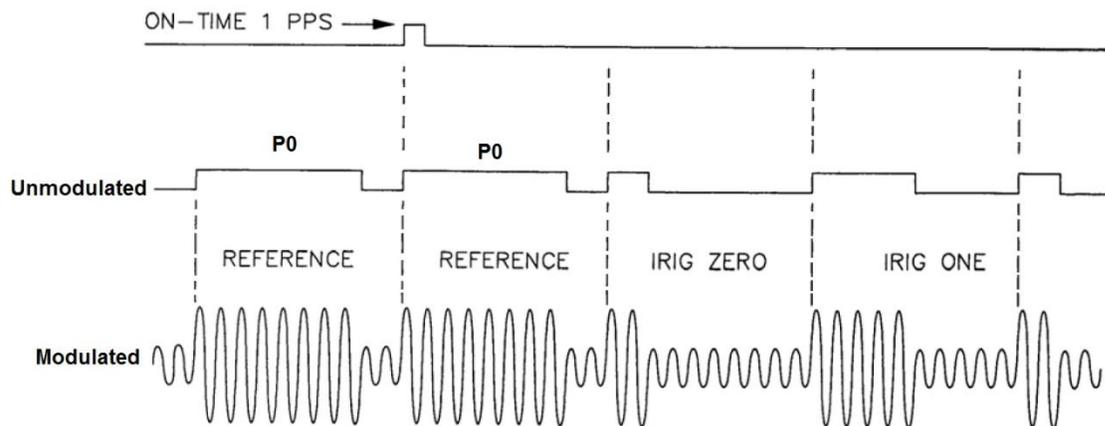


Figura 6.71: Instantánea de una señal IRIG-B modulada y no modulada

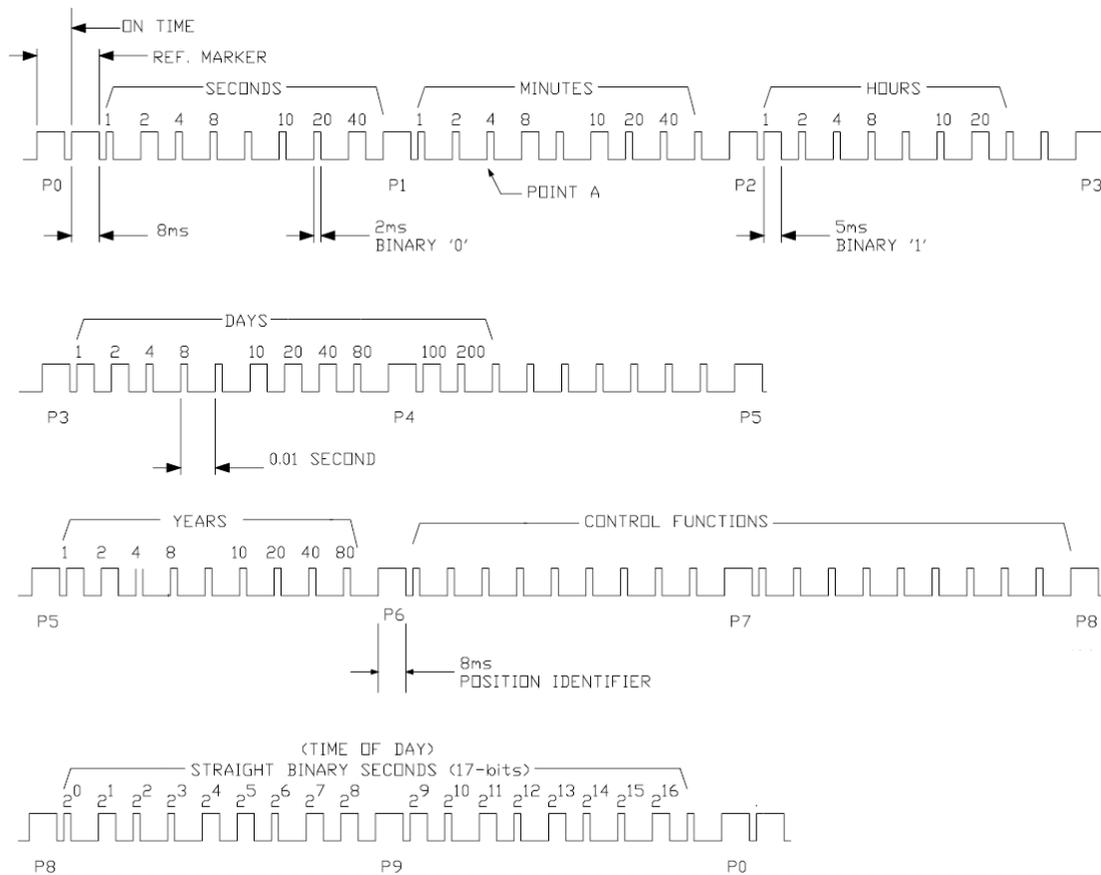


Figura 6.72: Ejemplo de trama no modulada IRIG-B

6.6.6 Etiquetado de tiempo versus muestreo sincrónico verdadero

Las PMU utilizan un reloj de referencia sincronizado UTC para proporcionar una secuencia de mediciones fasoriales con un ángulo de fase referenciado a la hora UTC utilizando dos enfoques: (a) etiquetado de tiempo y (b) muestreo sincronizado. En **etiquetado de tiempo** Aproximadamente, el reloj de muestreo de los convertidores A / D funciona libremente (es decir, no está sincronizado con UTC de ninguna manera) y a cada muestra se le asigna una etiqueta de tiempo leyendo el reloj de referencia en el momento en que se toma cada muestra. A partir del momento en que se marcan las muestras de datos en los instantes de tiempo deseados, se estiman por interpolación.

En el **muestreo sincronizado** aproximación, el reloj del convertidor A / D está sincronizado con UTC de modo que siempre se toma una muestra dentro de un microsegundo o menos desde el segundo vuelco UTC. Este enfoque garantiza que los fasores se puedan calcular directamente en los intervalos de tiempo deseados sin necesidad de interpolación. La ventaja obvia del método de muestreo sincronizado es que evita errores de interpolación, que pueden ser importantes durante los transitorios. Por supuesto, el hardware necesario para la implementación del muestreo sincronizado es más complejo, ya que requiere un convertidor A / D dedicado para cada canal, impulsado por un reloj de muestreo común "disciplinado" al segundo rollover UTC. (La tecnología de bucle de bloqueo de fase es un enfoque común para lograr

la sincronización de reloj requerida). La figura 6.73 ilustra la organización del hardware necesaria para el muestreo sincronizado.

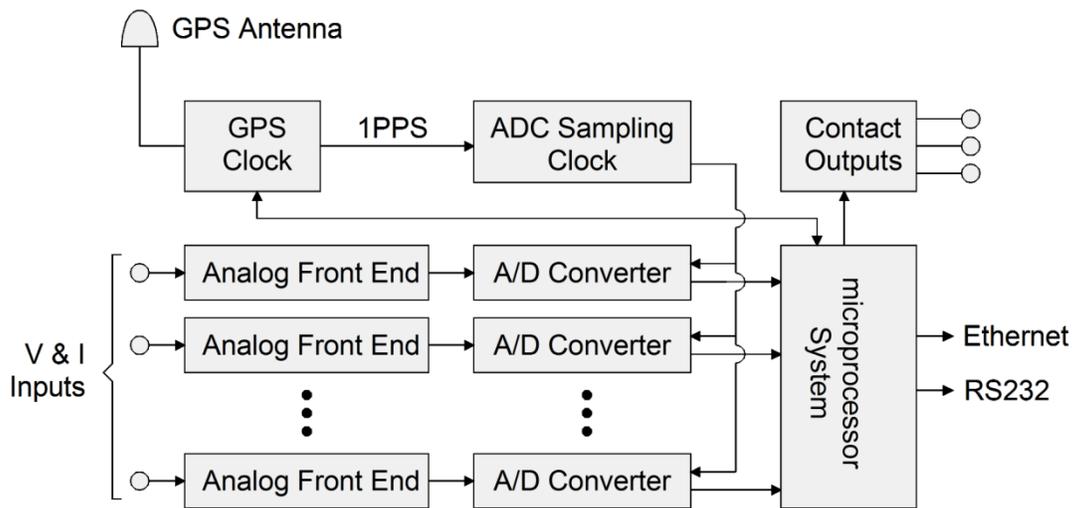


Figura 6.73: Diagrama de bloques del sistema de adquisición de datos con capacidad de muestreo sincronizado

6.6.7 Interoperabilidad

La interoperabilidad es una propiedad que se refiere a la capacidad de diversos sistemas para trabajar juntos.

Temas adicionales que se agregarán

- Muestreo sincronizado versus sellado de tiempo.
- Efectos de la conversión A / D
- Reducción de costo
- Requisitos de retransmisión versus medición
- Tecnologías de aislamiento (óptico / magnético / capacitivo)

6.7 Fidelidad de datos y corrección de errores de medición

El registro de relés, medición y perturbaciones utiliza un sistema de transformadores de instrumentos para escalar los voltajes y corrientes del sistema de potencia en voltajes y corrientes de nivel de instrumentación. Los voltajes y corrientes de nivel de instrumentación estándar son 67 V o 115 V y 5 A respectivamente. Estos estándares se establecieron hace muchos años para adaptarse a los relés electromecánicos. Hoy en día, los transformadores de instrumentos todavía están en uso, pero debido a que los relés modernos, la medición y el registro de perturbaciones operan a voltajes mucho más bajos, es necesario aplicar otra transformación de los voltajes y corrientes estándar previamente definidos a otro conjunto de voltajes estándar de 10 V o 2 V. Esto significa que el canal de instrumentación moderno consta típicamente de dos transformaciones y cableado adicional y posiblemente cargas. Figura 6.

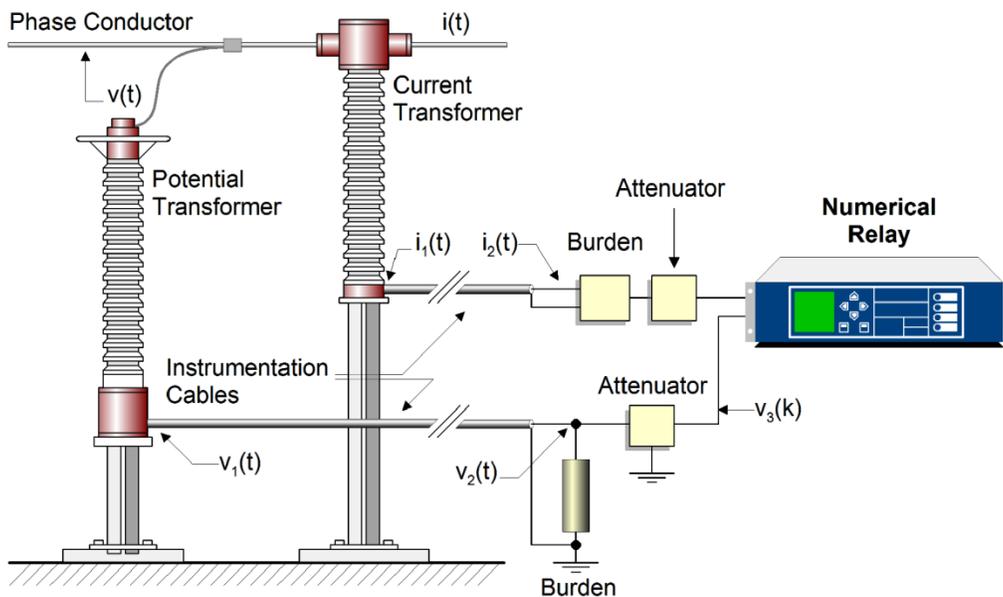


Figura 6.74: Canal de instrumentación de voltaje y corriente típico

Cada canal consta de los siguientes componentes, cada uno de los cuales es una fuente potencial de error:

- Transformador de instrumentos
- Cable de control
- Carga
- Atenuador (opcional)
- Digitalizador (conversión A / D)

Es importante el error neto introducido por todos los componentes del canal de instrumentación. El error general se puede definir de la siguiente manera. Deje que el voltaje o la corriente en el sistema de energía sea:

$$v_a(t), y_{O_a}(t)$$

Un canal de instrumentación ideal generará una forma de onda en la salida del canal que será una réplica exacta de la forma de onda en el sistema de energía. Si la relación de transformación nominal es k_v y k_I para los canales de instrumentación de voltaje y corriente respectivamente, la salida de los canales ideales será:

$$V_{ideal}(t) = k_v V_a(t), \quad y \quad I_{ideal}(t) = k_I I_a(t)$$

El error se define de la siguiente manera:

$$V_{error}(t) = V_{fuera}(t) - V_{ideal}(t), \quad y \quad I_{error}(t) = I_{fuera}(t) - I_{ideal}(t)$$

donde el subíndice "out" se refiere a la salida real del canal de instrumentación. La forma de onda del error se puede analizar para proporcionar el valor rms del error, el error de fase, etc. El error de instrumentación se puede calcular mediante modelos apropiados de todo el canal de instrumentación. Es importante tener en cuenta que algunos componentes pueden estar sujetos a saturación (CT y PT) mientras que otros componentes pueden incluir circuitos resonantes con un comportamiento difícil de modelar (CCVT).

En los párrafos siguientes presentamos ejemplos de errores introducidos por tres clases de canales de instrumentación basados en CT, PT y CCVT convencionales.

Canales de instrumentación basados en TC convencionales: La respuesta de estado estable de TC convencional es muy precisa. La respuesta de estado estable se puede extraer de la respuesta de frecuencia del dispositivo. La figura 6.75 proporciona una respuesta de frecuencia típica de un TC. Tenga en cuenta que la respuesta es plana en el rango de frecuencia de interés. Es importante tener en cuenta que pueden existir errores debido a una determinación inexacta de la relación de transformación. Estos errores suelen ser pequeños.

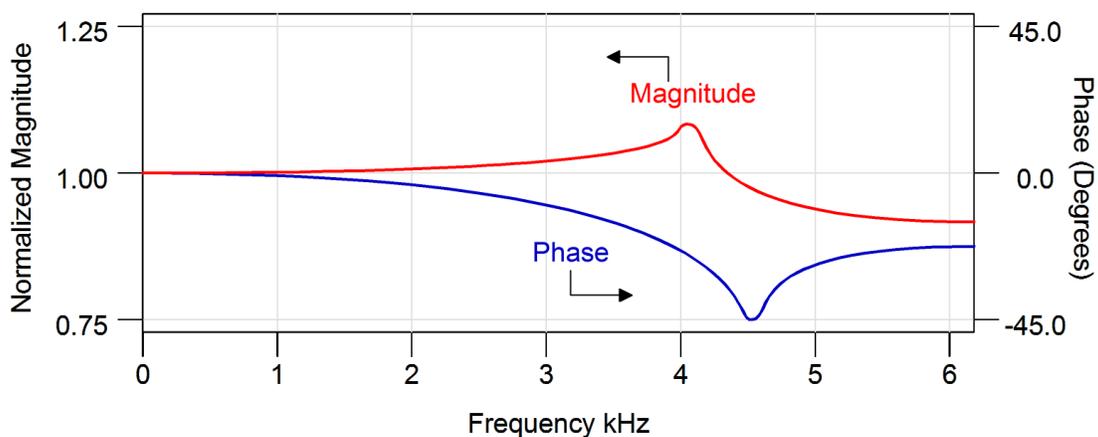


Figura 6.75: Respuesta de frecuencia típica de CT de clase de medición de 600 V

Canales de instrumentación basados en TP de heridas: Los TP de tipo herida son en general menos precisos que los TC. De nuevo, la respuesta de estado estable se puede obtener a partir de la respuesta de frecuencia del dispositivo. La figura 6.76 proporciona una respuesta de frecuencia típica de un PT de tipo enrollado. Tenga en cuenta que el

la respuesta es plana en un rango de frecuencia pequeño alrededor de la frecuencia nominal. Nuestro trabajo ha demostrado que cuanto mayor sea la relación de transformación del PT, mayores serán los errores.

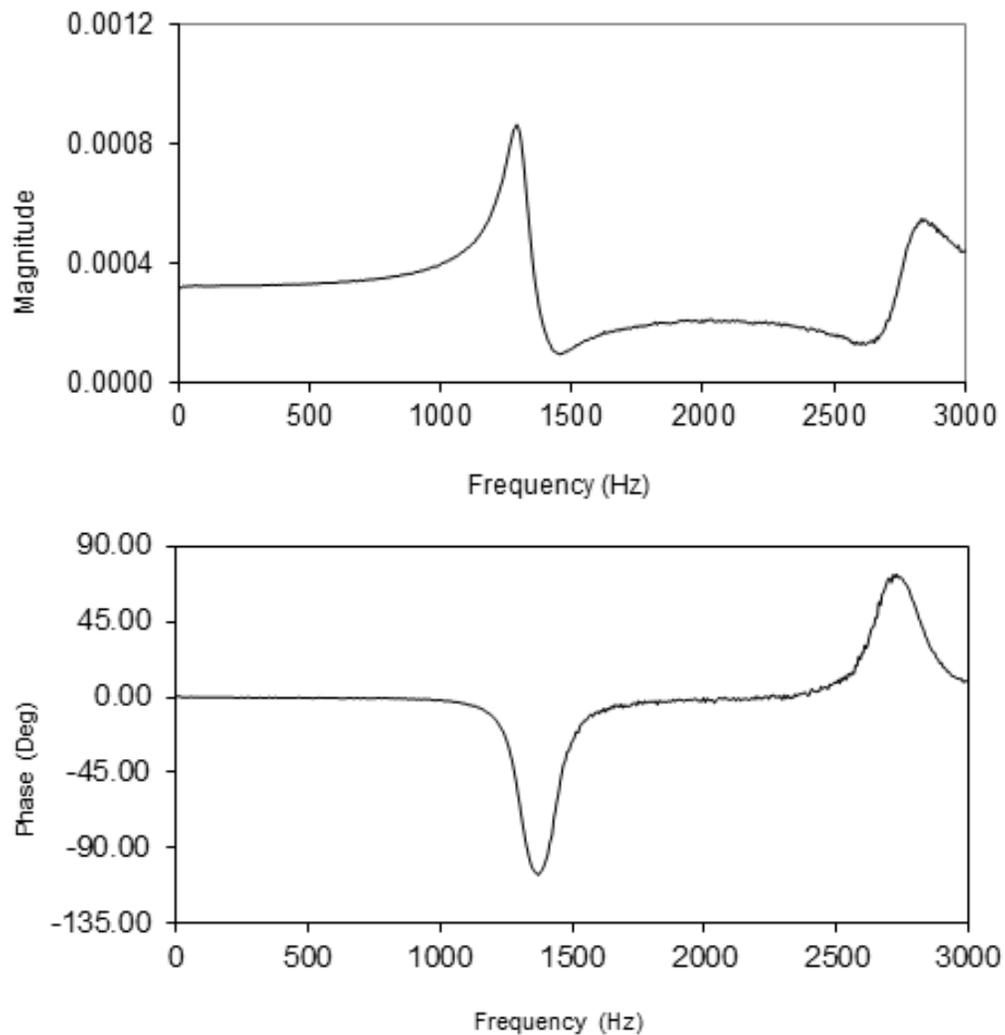


Figura 6.76: Respuesta de frecuencia del transformador potencial de 200 kV / 115 V

Canales de instrumentación basados en CCVT: Mediante la selección adecuada de los componentes del circuito, se puede diseñar un CCVT para generar un voltaje de salida con cualquier relación de transformación deseable y, lo que es más importante, con un desplazamiento de fase cero entre las formas de onda del voltaje de entrada y salida. En esta sección examinamos las posibles desviaciones de este comportamiento ideal debido a varias causas por mediante un análisis paramétrico, a saber:

- Deriva de frecuencia de potencia
- Parámetro de componente de circuito Deriva
- Impedancia de carga

El análisis paramétrico se realizó utilizando el modelo de circuito equivalente CCVT ilustrado en Figura B.3. Los parámetros del modelo se dan en la Tabla 6.x:

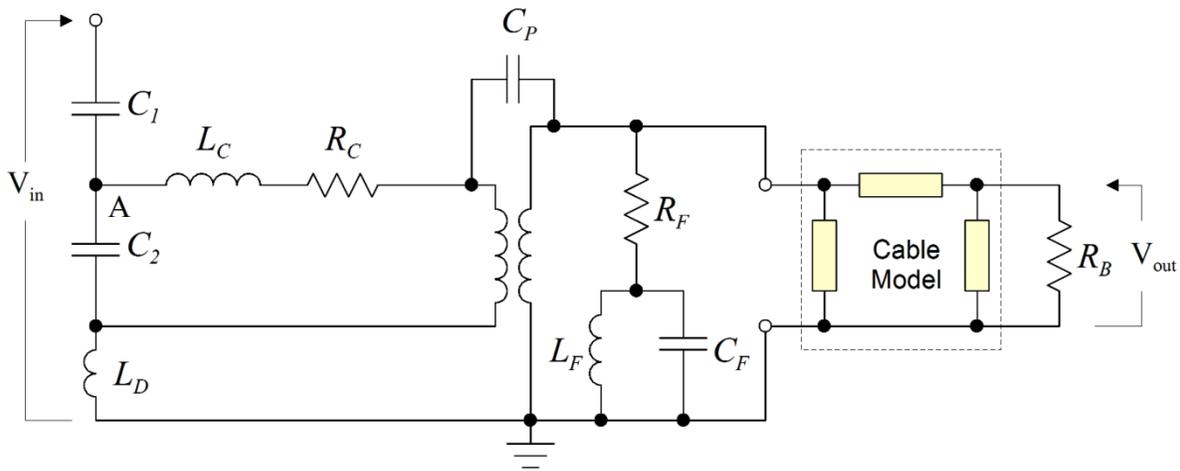


Figura 6.77: Circuito equivalente CCVT

Tabla 6.x: Parámetros de circuito equivalente CCVT

Descripción de parámetros	Esquemático Referencia	Valor
Clase de capacitancia CCVT		Normal
Voltaje de entrada		288 kV
Tensión de salida		120 V
Tamaño del condensador superior	C1	1.407 nF
Tamaño de condensador más bajo	C2	99,9 nF
Inductor de drenaje	LD	2,65 mH
Compensación de la inductancia del reactor	LC	68,74 H
Compensación de la resistencia del reactor	RC	3000 ohmios
Resistencia a la carga	RB	200 ohmios
Resistencia de amortiguación de supresión de ferorresonancia	RF	70 ohmios
Inductor de circuito de supresión de ferorresonancia	LF	0,398 H
Condensador de circuito de supresión de ferorresonancia Tipo	CF	17,7 uF
de cable		RG-8
Longitud del cable		100 pies
Clasificación de potencia del transformador		300 VA
Clasificación de voltaje del transformador		4kV / 120V
Reactancia de fuga		3%
Capacitancia parasitaria	CPAG	500 pF

La figura B.4 muestra los resultados de un escaneo de frecuencia. Tenga en cuenta que en el rango de frecuencia de 0 a 500 Hz, la respuesta varía sustancialmente tanto en magnitud como en fase. Cerca de 60 Hz (55 a 65 Hz), la magnitud de la respuesta es prácticamente constante, pero la fase varía a razón de 0,25 grados por Hz.

La Tabla 6.x muestra los resultados de un análisis paramétrico con respecto a la resistencia de carga y la longitud del cable de instrumentación. Tenga en cuenta que el sistema está ajustado para error de fase cero para un cable de instrumentación corto y con una carga de 200 ohmios.

La Tabla 6.x muestra los resultados de un análisis paramétrico con respecto a las inexactitudes de los parámetros del componente CCVT. Específicamente, los parámetros variados fueron la inductancia del reactor de compensación y la capacitancia del divisor capacitivo.

Tabla 6.x: Error de fase (en grados) versus resistencia a la carga y longitud del cable

Carga Resistencia	Longitud del cable (pies)		
	10 '	1000 '	2000 '
50 ohmios	0.077	- 0,155	- 0.365
100 ohmios	0,026	- 0.096	- 0,213
200 ohmios	0.000	- 0.063	- 0,127
400 ohmios	- 0.013	- 0.047	- 0.080
1000 ohmios	- 0.022	- 0.036	- 0.052

Tabla 6.x: Error de fase (en grados) versus capacitancia e inductancia

Capacidad Error (%)	Error de inductancia (%)		
	0%	1%	5%
0%	0.000	- 0.066	- 0.331
- 1%	- 0.066	- 0,132	- 0.397
- 5%	- 0.330	- 0.396	- 0,661

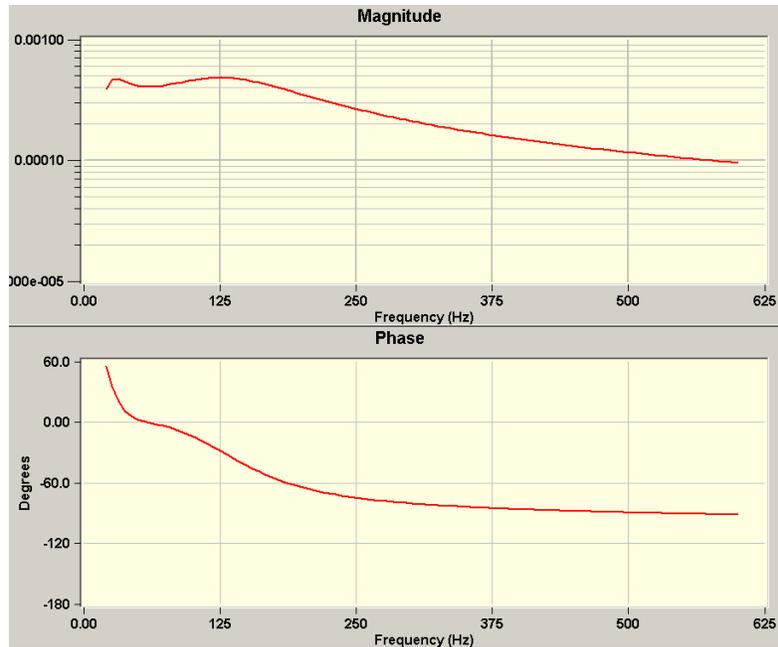


Figura 6.78: Respuesta de frecuencia calculada CCVT sobre 10-600 Hz

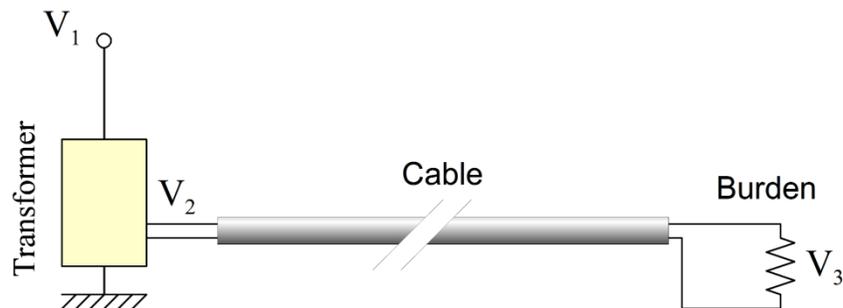
6.7.1 Corrección de errores del transformador de instrumentos

El error introducido por el canal de instrumentación suele ser computable. En este caso se puede corregir. Este concepto se presenta con un ejemplo, a continuación.

Ejemplo E6.X: Considere el canal de instrumentación de voltaje de la Figura E6.x. Los parámetros de los distintos componentes del circuito son:

Calcule el error introducido por el canal de instrumentación, tanto en magnitud como en fase.

PARA SER COMPLETADO - Parámetros del sistema de estado, pregunte por error en la frecuencia de potencia fundamental.



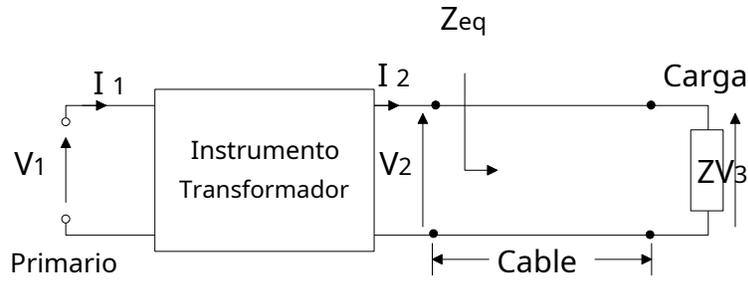


Figura E6.x

Solución: A COMPLETAR

$$V_1 \text{ (V)} \quad I_2 \text{ (A)} \quad 2$$

$$\frac{V_1}{V_2} \text{ (A)} \quad B() / \quad Z_{eq}$$

$\frac{V_2}{V_3}$ Calculado a partir de parámetros de cable / carga

$$H() = \left(\frac{V_1}{V_2} \right)^* \frac{V}{V_3}$$

6.7.2 Corrección de errores del cable de control

Los cables de control pueden introducir errores de respuesta de frecuencia en un sistema de adquisición de datos. El error de respuesta de frecuencia puede corregirse mediante técnicas en el dominio del tiempo o de la frecuencia, una vez que se conoce la respuesta de frecuencia del cable. La respuesta de frecuencia del cable se calcula construyendo un modelo matemático del cable con base física.

A COMPLETAR

6.7.3 Corrección de errores del digitalizador

Los digitalizadores introducen errores de respuesta de frecuencia. Estos errores se deben principalmente a la tecnología de conversión A / D que se utiliza. Este error se puede corregir en el software. La figura 6.79 ilustra la respuesta de frecuencia de un convertidor A / D Crystal Semiconductor. Tenga en cuenta que la respuesta de fase indica un retraso considerable debido principalmente a los cálculos del filtro digital.

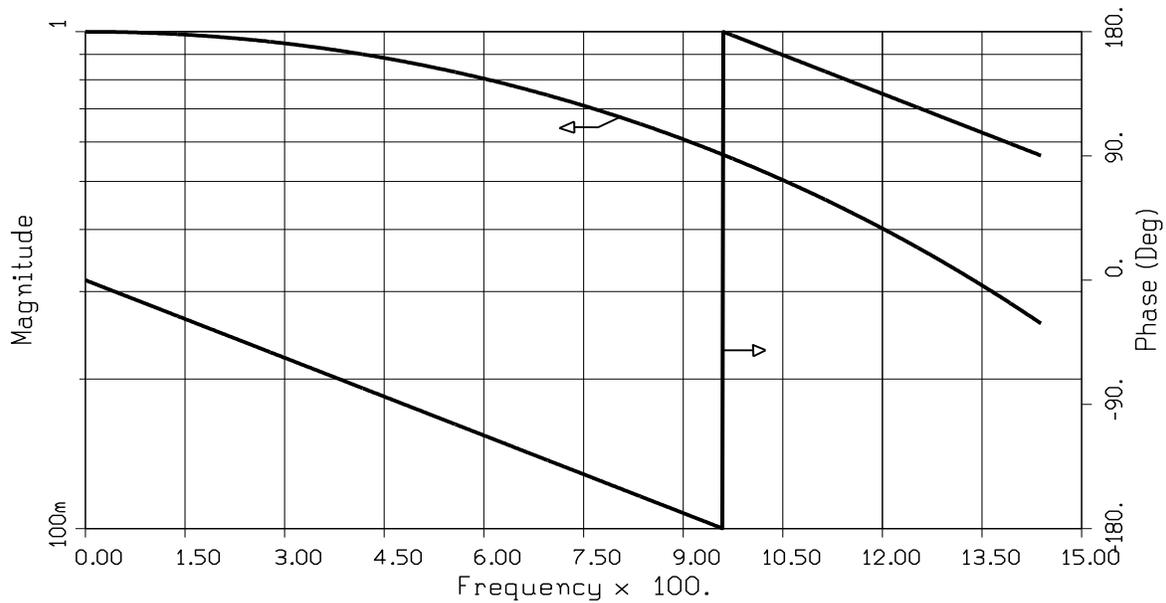


Figura 6.79: Respuesta de frecuencia del convertidor A / D de Crystal Semiconductor CS1707.

La corrección de errores de respuesta de frecuencia se puede realizar en el dominio de la frecuencia o en el dominio del tiempo. La corrección de errores en el dominio de la frecuencia consiste simplemente en multiplicar la transformada de Fourier de la salida del convertidor por la inversa de la respuesta del convertidor. Sin embargo, en aplicaciones de retransmisión, a menudo es necesario trabajar con señales en el dominio del tiempo. La corrección de errores en el dominio del tiempo se puede lograr mediante la convolución de la salida de la señal del convertidor con el inverso Transformada de Fourier del convertidor inversa a la respuesta del convertidor.

A COMPLETAR

Temas adicionales:

Error de cuantificación y linealidad de amplitud

Error de fluctuación de tiempo

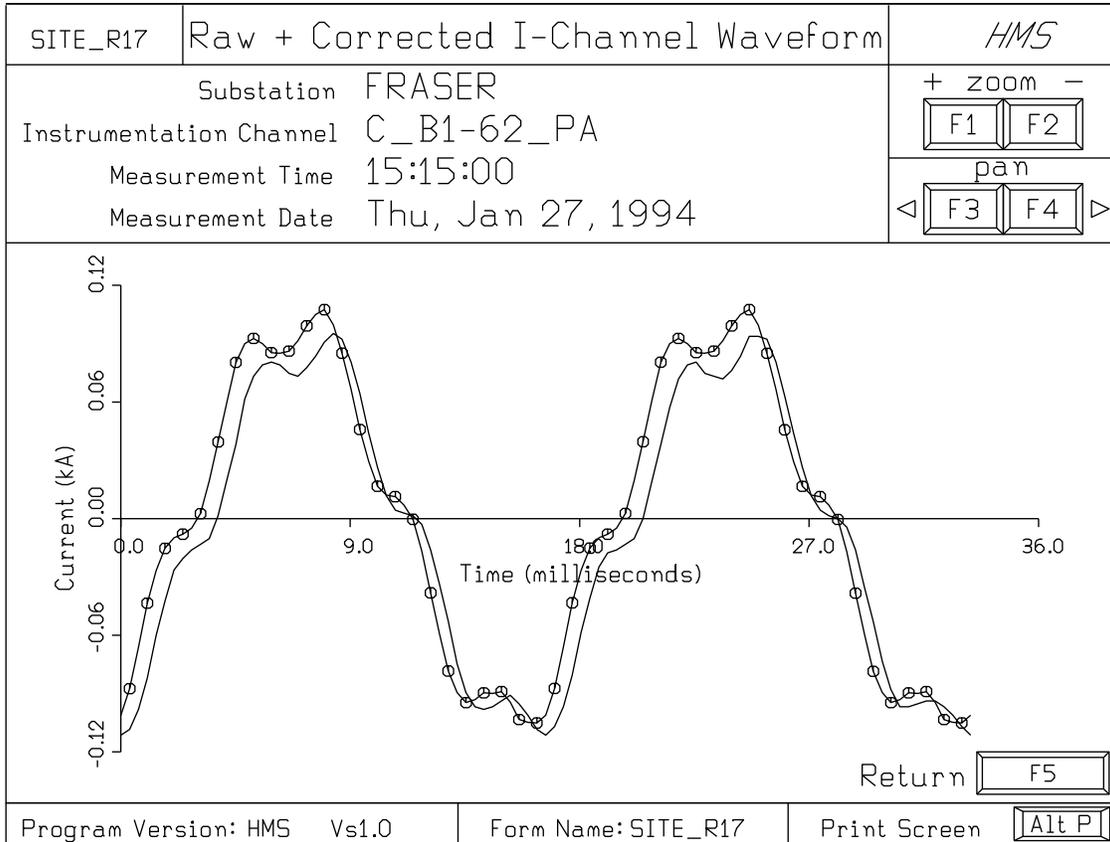


Figura 6.80: Datos de forma de onda adquiridos digitalmente sin procesar y corregidos.

A continuación, presentamos un método para la simulación del canal de instrumentación. El método predice con precisión el error del canal de instrumentación. El método también es adecuado para visualizar el funcionamiento del canal de instrumentación. La visualización continua de los errores del canal de instrumentación proporciona una animación útil de la evolución de los errores.

6.8 Simulación por computadora del canal de instrumentos

El modelo del canal de instrumentación proporciona los voltajes y corrientes en cualquier punto del canal de instrumentación en cualquier momento. Es posible generar una instantánea de los voltajes y corrientes en las distintas ubicaciones del canal de instrumentación y calcular métricas del error entre los voltajes y corrientes reales y los valores ideales. Estas métricas se pueden mostrar en el mismo marco. A medida que avanza la simulación, la pantalla de visualización se actualiza proporcionando la sensación de animación.

En la siguiente sección, presentamos dos aplicaciones: (a) una que involucra un canal de instrumentación de corriente y (b) otra que involucra un canal de instrumentación de voltaje. Para cada uno de estos canales de instrumentación, presentamos los resultados de visualización del error general del canal para condiciones operativas específicas. Aquí se presentan varias aplicaciones del canal de instrumentación propuesto. El primer ejemplo ilustra la visualización de la saturación de CT y sus efectos sobre la precisión de los datos registrados. Está demostrado que la saturación del TC se ve afectada por la longitud del cable de control, así como por la carga total del TC. El segundo ejemplo ilustra el efecto del error del canal de instrumentación en el funcionamiento de los relés.

A COMPLETAR

6.9 La aparición de unidades fusionadas

Los avances tecnológicos recientes dieron como resultado el desarrollo de unidades de fusión. Esta tecnología está destinada a abordar los problemas asociados con la fidelidad de los sistemas de adquisición de datos para retransmisión, medición y otras aplicaciones. La instrumentación tradicional de la subestación generalmente incluye largos tramos de cables que conectan las salidas secundarias de los transformadores de instrumentos a múltiples relés (cargas). Los cables largos y las cargas múltiples introducen errores de medición. Además, la complejidad del sistema resultante aumenta el esfuerzo y el costo de instalación y mantenimiento.

Las unidades de fusión son dispositivos que muestrean digitalmente la salida de los transformadores de instrumentos y transmiten las formas de onda muestreadas en forma digital a una red de área local de subestación conocida como *bus de proceso*. La figura 6.81 muestra la configuración de hardware de una unidad de fusión típica. Consta de varios canales de adquisición de datos de tensión y corriente, entradas de estado y salidas de contacto. Las tasas de muestreo de adquisición de datos de voltaje y corriente se han estandarizado a 80 muestras por ciclo de frecuencia de potencia nominal (es decir: 4800 muestras por segundo para sistemas de 60 Hz y 4000 muestras por segundo para sistemas de 50 Hz). Opcionalmente, el muestreo puede sincronizarse con la hora UTC, lo que permite que los dispositivos y aplicaciones que utilizan datos de diferentes ubicaciones calculen con precisión los ángulos de fasores referenciados a un reloj común. Tanto las señales de sincronización de tiempo como la salida digital de la unidad de fusión se transmiten típicamente utilizando fibras ópticas. La transmisión de fibra óptica proporciona inmunidad contra EMI, que es un problema común en las subestaciones. Figura 8.82 ilustra varias unidades de fusión disponibles comercialmente.

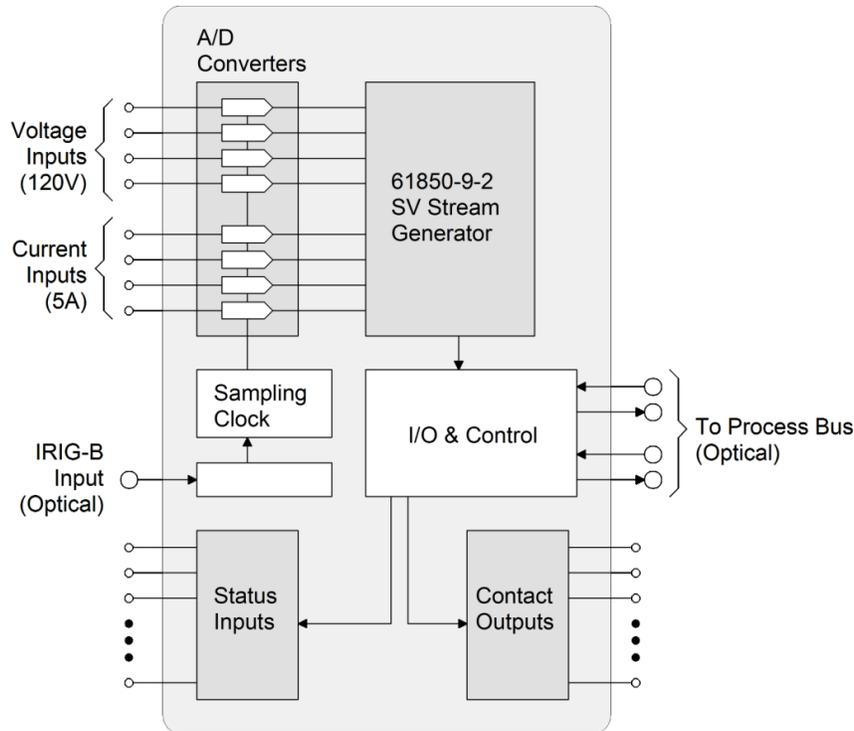
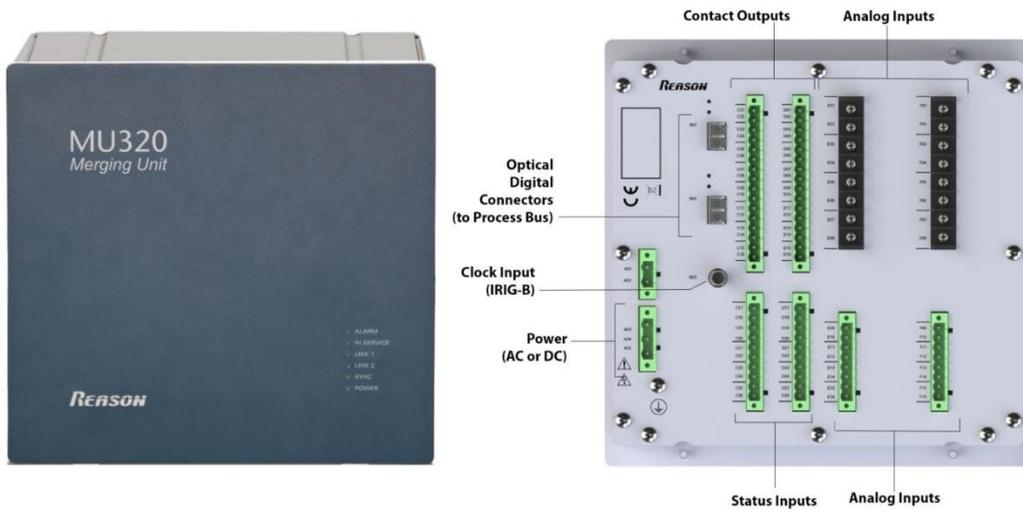


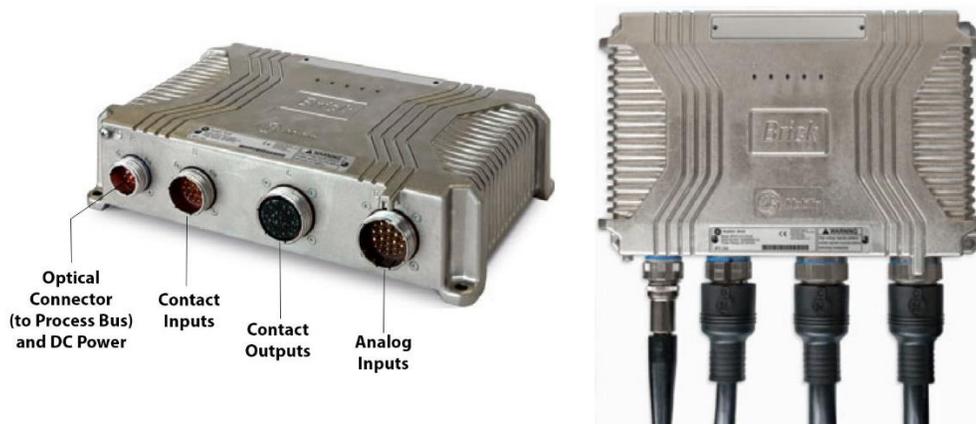
Figura 6.81: Organización típica del hardware de la unidad de fusión

El formato de datos de salida de la unidad de fusión y el protocolo de comunicación se basan en el estándar IEC 61850. Se espera que este enfoque proporcione interoperabilidad, es decir, la combinación de unidades, relés y otros dispositivos electrónicos inteligentes de varios fabricantes deberían poder funcionar juntos y compartir los datos medidos. Sin embargo, en la práctica, dado que el estándar IEC61850 es muy complejo y deja muchos aspectos de las definiciones de datos a los fabricantes de equipos, esto puede no ser tan sencillo.

La aplicación de unidades de fusión a arreglos típicos de subestaciones se ilustra en las Figuras 6.83, 6,84, un 6,85. Los relés de protección y otros dispositivos recogen las medidas deseadas del bus de proceso en forma digital. Este enfoque reduce el cableado necesario, ya que cada salida analógica del transformador de instrumentos solo debe conectarse a un único dispositivo de adquisición de datos. Además, algunas unidades de fusión están diseñadas para ubicarse al aire libre (y muy cerca de los transformadores de medida) reduciendo así aún más las longitudes de los cables secundarios.



(a)



(b)



(c)

Figura 6.82: Ejemplos de fusión de unidades por motivo y GE
 (a) GE Reason MU320, (b) GE Hard Fiber, (c) Siemens Siprotec

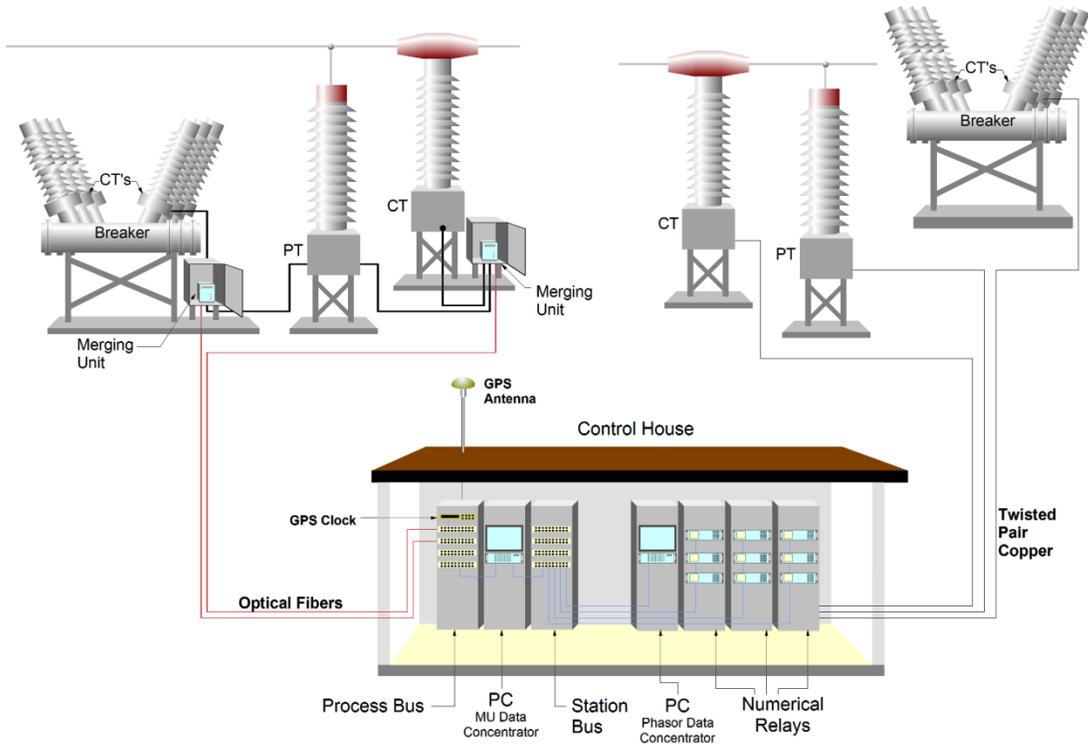


Figura 6.83: Ejemplo de disposición física de unidades de fusión

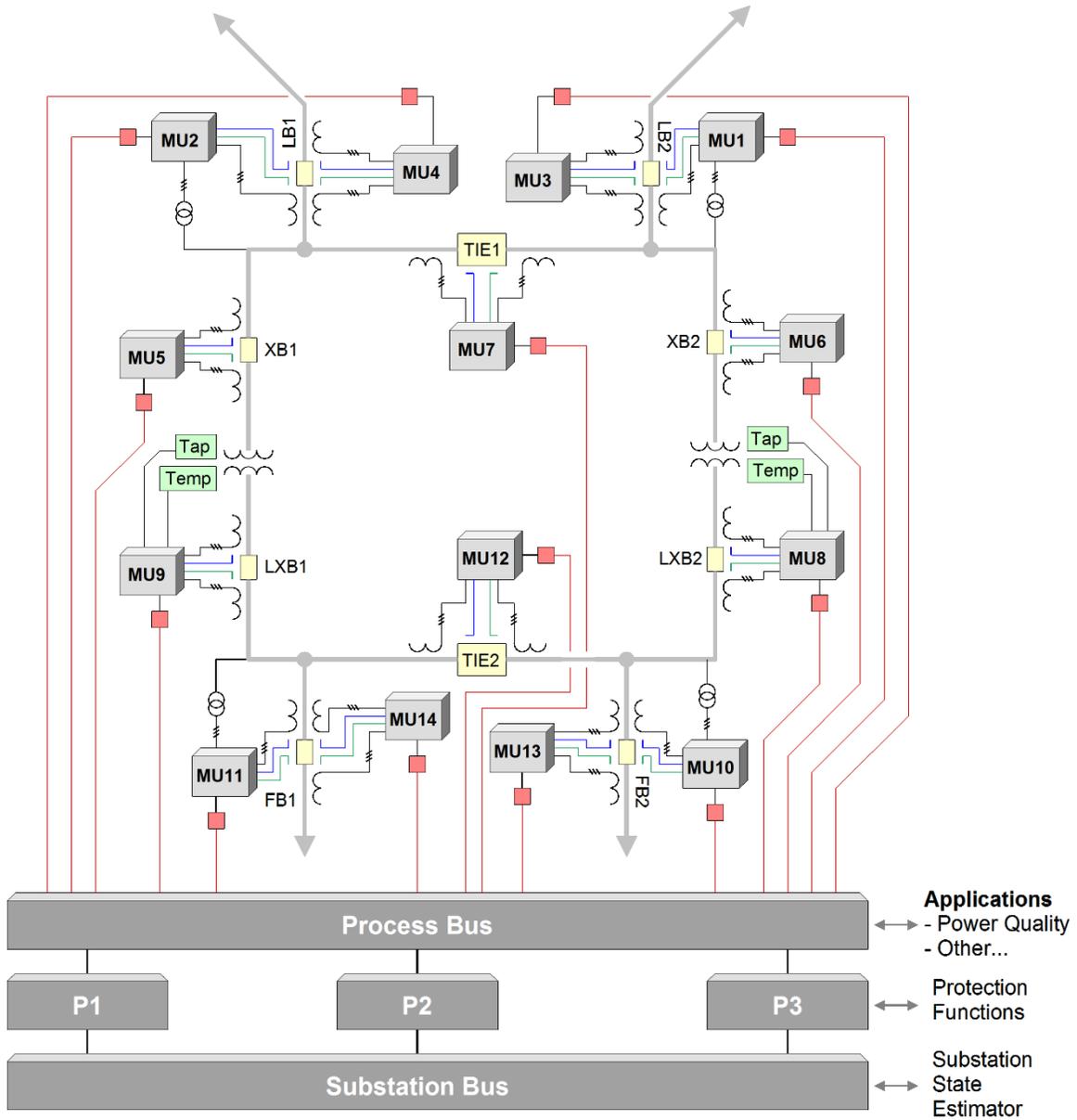


Figura 6.84: Organización de la aplicación de la unidad de fusión

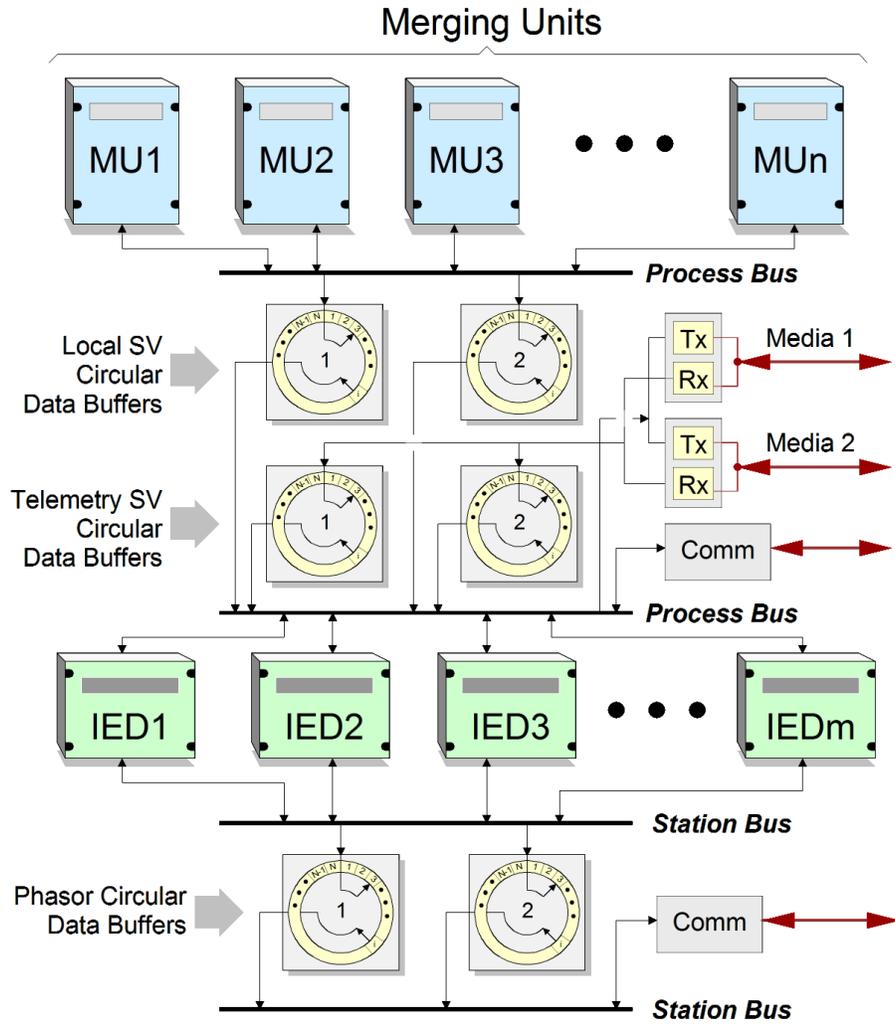


Figura 6.85: Organización de la aplicación de la unidad de fusión

6.10 El estándar de sincrofasores IEEE

IEEE ha creado un estándar que define tanto los procedimientos de medición como la transmisión de las mediciones de fasores. La norma original fue creada en 1995, actualizada en 2005 y en 2011. La versión 2011 se ha dividido en dos documentos, Std-C37.118.1 y Std-C37.118.2. El primer documento cubre las técnicas de medición, mientras que el segundo documento las comunicaciones. A continuación se incluye una breve descripción de los conceptos definidos en la norma.

El estándar introduce el término "Sincrofasor" definido como un fasor con magnitud igual al valor RMS de una forma de onda de voltaje o corriente monitoreada, y ángulo de fase definido usando una función coseno, a la frecuencia nominal del sistema, referenciada al "Tiempo Universal Coordinado" (UTC). Específicamente la magnitud X_{metro} y fase φ . Los ángulos están definidos por la ecuación:

$$x(t) = \sqrt{2} \bar{X} \cos(\omega t + \varphi)$$

donde $x(t)$ es la forma de onda de voltaje o corriente monitoreada y ω es la frecuencia base nominal del sistema. De esta definición se deduce que un sincrofasor con un ángulo de fase de 0 grados corresponde a una función sinusoidal que alcanza su valor máximo en el segundo vuelco UTC, mientras que una función sinusoidal con un cruce por cero de pendiente positiva que ocurre en el segundo UTC tiene un ángulo de fase de -90 grados.

Tenga en cuenta que, dado que los sincrofasores siempre están referenciados a la frecuencia base nominal del sistema, el ángulo de fase de un sincrofasor con frecuencia inferior a la frecuencia nominal disminuye con el tiempo. Este fenómeno se ilustra gráficamente en la Figura 6.86. voluntad

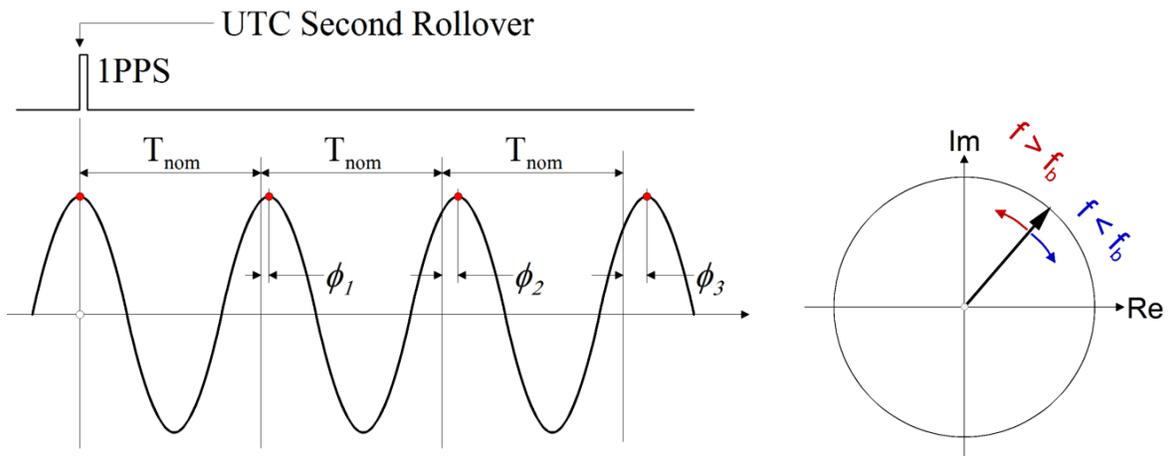


Figura 6.86: Variación del ángulo de fase del sincrofasor en frecuencias fuera de los nominales

El primer ciclo de esta Figura alcanza su valor máximo en el segundo instante de tiempo de renovación UTC, mientras que los ciclos sucesivos alcanzan sus valores máximos en instantes de tiempo que se retrasan cada vez más desde el inicio de la ventana del período nominal correspondiente. Al trazar este sincrofasor en un plano complejo, parecerá girar en el sentido de las agujas del reloj a una velocidad igual a la

diferencia entre las frecuencias nominales y reales. Por el contrario, si la frecuencia real es más alta que la frecuencia nominal, el sincrofasor girará en sentido antihorario.

Tenga en cuenta que el segundo instante de tiempo de sustitución UTC corresponde al flanco ascendente de una señal de temporización denominada señal de "Un pulso por segundo" (1PPS) (consulte la Figura 2.21). Esta señal es una salida común de los relojes basados en GPS. Es una señal que proporciona precisión de sincronización con una resolución típica de menos de un microsegundo. Esta señal se transmite típicamente junto con una señal IRIG modulada en AM para lograr una sincronización de alta resolución. No es necesario si la señal IRIG no está modulada o si está modulada "Modified Manchester".

El estándar de sincrofasores IEEE requiere que un dispositivo que mida fasores, denominado Unidad de medición de fasores (PMU) genere un flujo de datos que contenga sincrofasores de las formas de onda de voltaje y corriente monitoreadas, así como la frecuencia del sistema y la tasa de cambio de frecuencia (ROCOF) derivado de las formas de onda monitoreadas. Estos datos deben escribirse en "marcos de datos" y transmitirse normalmente a través de una red de área amplia a otros dispositivos. El estándar define un conjunto mínimo de velocidades de transmisión de tramas de datos que una PMU debe ser capaz de generar. Para sistemas de 60 Hz, las PMU deben poder generar tramas de datos de sincrofasores a velocidades de 10, 12, 15, 20, 30 y 60 sincrofasores por segundo. A todas las velocidades, siempre debe haber un fasor correspondiente al traspaso de la hora UTC, y las muestras restantes deben tomarse a intervalos de tiempo uniformemente espaciados.

El estándar de sincrofasores IEEE especifica límites en el error de medición del sincrofasor, así como la frecuencia y la tasa de cambio de los errores de medición de frecuencia. El error del sincrofasor se expresa en términos del "Error total del vector". El error vectorial total (TVE) se ilustra en la Figura 6.87 y se define como la magnitud de la diferencia entre el fasor medido y el fasor exacto teórico. Una desventaja del TVE es que no distingue entre errores de magnitud y de fase. Para ciertas aplicaciones para las que el error de fase es más crítico que el error de magnitud (por ejemplo, cálculos de flujo de potencia real), es preferible una especificación de error de fase y magnitud separada.

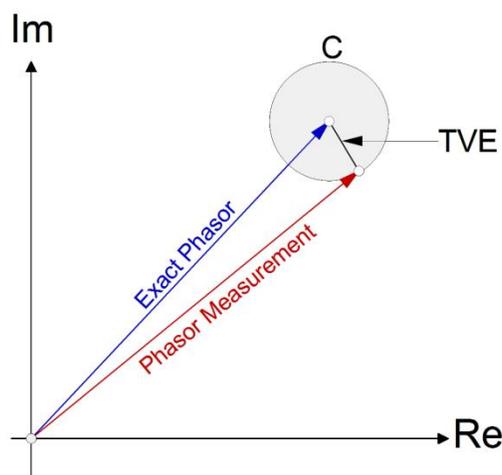


Figura 6.87: Error total del vector

Tenga en cuenta que el error de medición del sincrofasor puede variar considerablemente según las condiciones de las señales medidas. Dependiendo del algoritmo utilizado para extraer fasores de

datos de forma de onda muestreados, el error puede ser considerablemente mayor durante los transitorios (como la variación de magnitud o frecuencia) y la distorsión armónica de la forma de onda. Por ejemplo, en varias implementaciones de PMU se utilizan filtros de promediado para reducir errores durante las condiciones de estado estable. Sin embargo, estos filtros pueden aumentar los errores fasoriales calculados durante condiciones transitorias. Por lo tanto, es importante probar los algoritmos de cálculo de fasores frente a una variedad de condiciones de señal.

El estándar de sincrofasores IEEE incluye una especificación detallada del formato de los datos transmitidos. Específicamente, se definen dos tipos de tramas de sincrofasores: (a) tramas de configuración y (b) tramas de datos. Los marcos de configuración contienen información de configuración de PMU, como el número de canales de entrada, nombres de canal, nombre de estación, codificación numérica (punto flotante o entero), etc. La información en los marcos de configuración cambia con poca frecuencia y, por lo tanto, los marcos de configuración se transmiten solo después de una solicitud de un dispositivo que recibe la corriente de sincrofasor. Los marcos de datos contienen la marca de tiempo del marco, los indicadores de calidad del reloj, los valores fasoriales medidos, la frecuencia medida del sistema y el ROCOF. El estándar también permite la transmisión de una serie de valores analógicos y discretos. Estos valores se utilizan normalmente para transmitir datos de estado de la estación, como la configuración de las tomas del transformador y el estado del interruptor. Todos los valores de los marcos de datos están codificados en forma binaria, lo que da como resultado un formato de mensaje muy compacto.

6.11 Resumen y discusión

Este capítulo presentó la instrumentación típica para aplicaciones de relés.

A COMPLETAR.

6.12 Problemas

Problema P6.1: Un transformador de corriente 3000: 5 consta de un núcleo magnético toroidal. La sección transversal del núcleo es circular con un diámetro de 4.0 cm. El material del núcleo se satura a $B = 0,5$ Tesla. La impedancia total en el secundario del TC, incluida la bobina / cableado y las cargas, es de 2,8 ohmios.

- (a) Calcule la corriente primaria máxima de 60 Hz que no saturará el TC.
- (B) Un ingeniero desea que este TC pueda desarrollar un voltaje máximo de 350 voltios (rms) en el secundario sin saturación. ¿Cuál debería ser el radio del núcleo en este caso?

Solución: El número de vueltas en el secundario es: $3000/5 = 600$. El flujo máximo en el núcleo es:

$$= (0.5) \cdot 2 = 0.000628318 \text{ Wb}$$

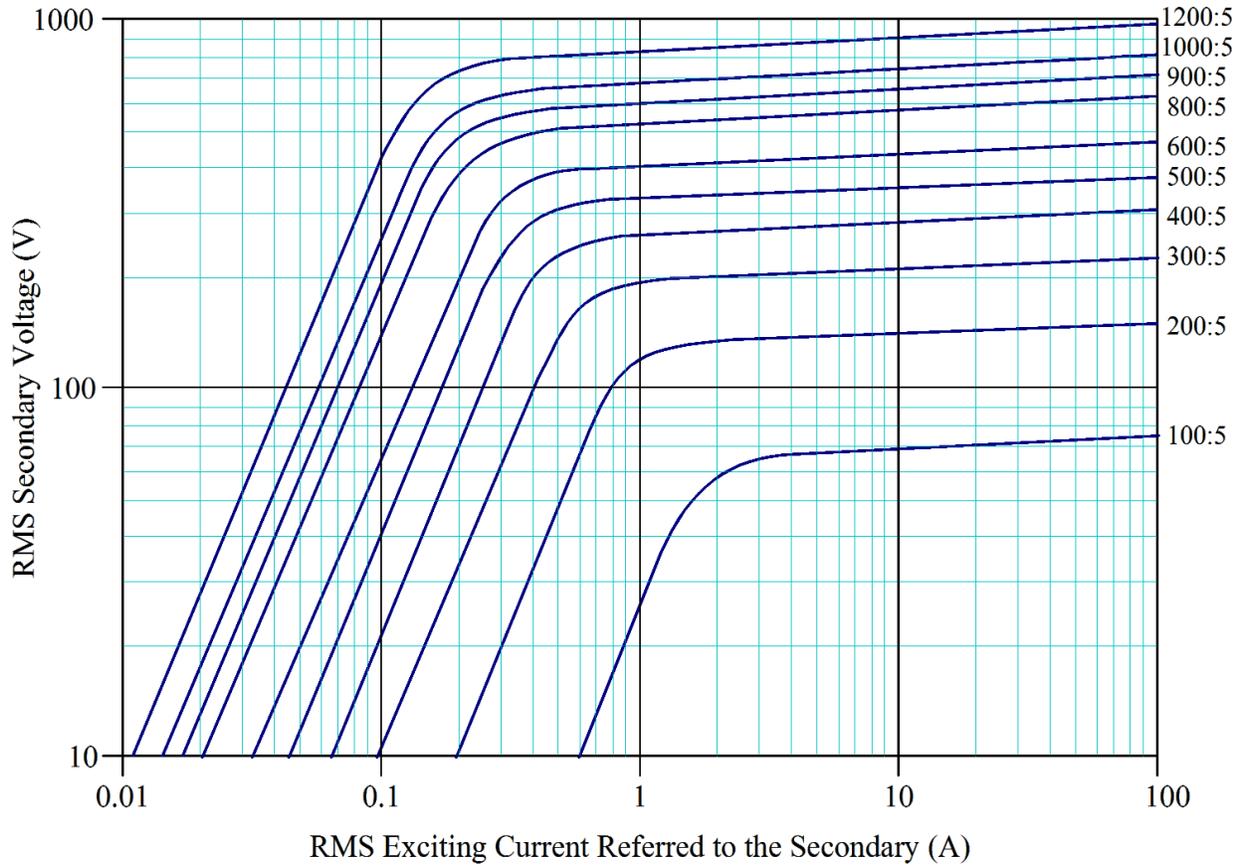
Y el voltaje máximo que se puede desarrollar:

$$= (600) = 142,1$$

La corriente secundaria que provoca esta tensión será: 35,89 Arms.

Problema P6.2: Un ingeniero de protección requiere un transformador de corriente 3000: 5 para una aplicación específica en la que la impedancia neta del circuito secundario será de 1,6 ohmios y la corriente máxima en el circuito secundario puede ser de 100 amperios. El CT está diseñado con un núcleo magnético toroidal de sección transversal circular. El material del núcleo se satura a $B = 0,6$ Tesla. Calcule el radio del núcleo para que el CT no se sature en ninguna de las condiciones previstas.

Problema P6.3: Las características de saturación de 60 Hz de un transformador de corriente de 1200: 5 se dan en la Figura P6.4. La resistencia total en el secundario del TC es de 0,2 ohmios (carga más resistencia de cable y alambre). (a) Calcule la inductancia de magnetización de CT referida al secundario asumiendo que no ocurre saturación. (b) Calcule la corriente directa primaria máxima que el TC puede sostener indefinidamente sin saturarse. (c) Calcule la corriente primaria sinusoidal máxima de 10 Hz en estado estable que el TC puede sostener sin saturación. (d) En $t = 0$, una corriente continua de 240 amperios comienza a fluir a través del primario (no hay otra corriente presente). Calcule el instante de tiempo en el que se saturará el CT. (Suponga que antes de la corriente continua el núcleo no estaba magnetizado).


Figura P6.4

Solución: (a) De la Figura P6.4 obtenemos:

a 0,1 A, el voltaje es de 425 voltios. Por lo tanto

$$L_{metro} = \frac{X_{metro}}{0,1A} = \frac{425V}{0,1A} = 4250 \text{ } \Omega = 11,27 \text{ H}$$

Problema P6.4: El circuito equivalente de un transformador de potencial de 200kV: 67V se ilustra en la Figura P6.5. Calcule la función de transferencia de este PT en el rango de frecuencia de 10 Hz a 1200 Hz. Los parámetros indicados en la figura son: $L_m = 20\,000 \text{ H}$, $r_1 = 24.000 \text{ ohmios}$, $L_1 = 640 \text{ H}$, $r_2 = 0,003 \text{ ohmios}$, $L_2 = 0,00007 \text{ H}$, $C = 2,5 \text{ nF}$.

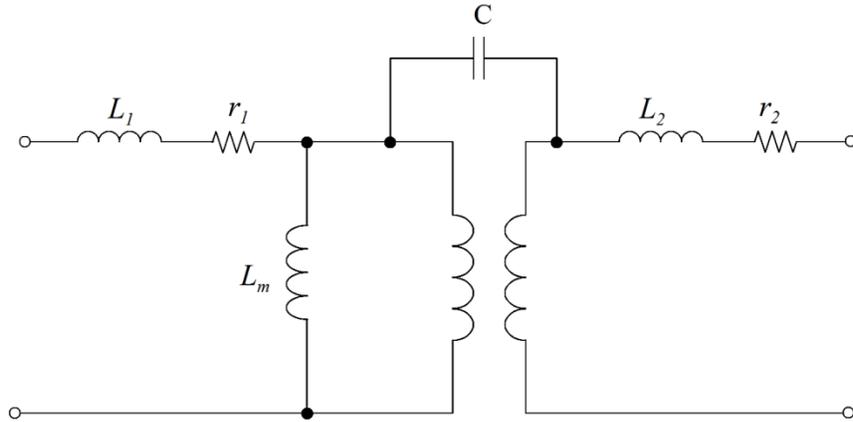


Figura P6.5

Problema P6.5: El circuito equivalente de un transformador de corriente de 2400: 5 se ilustra en la figura P6.6. La impedancia total en el secundario de este CT es $Z = 2.3 + j0.0012f$ ohms, donde f es la frecuencia en Hz. Calcule la función de transferencia de este CT en el rango de frecuencia de 10 Hz a 1200 Hz. La función de transferencia se define como la relación entre la corriente primaria y la corriente en la carga del circuito.

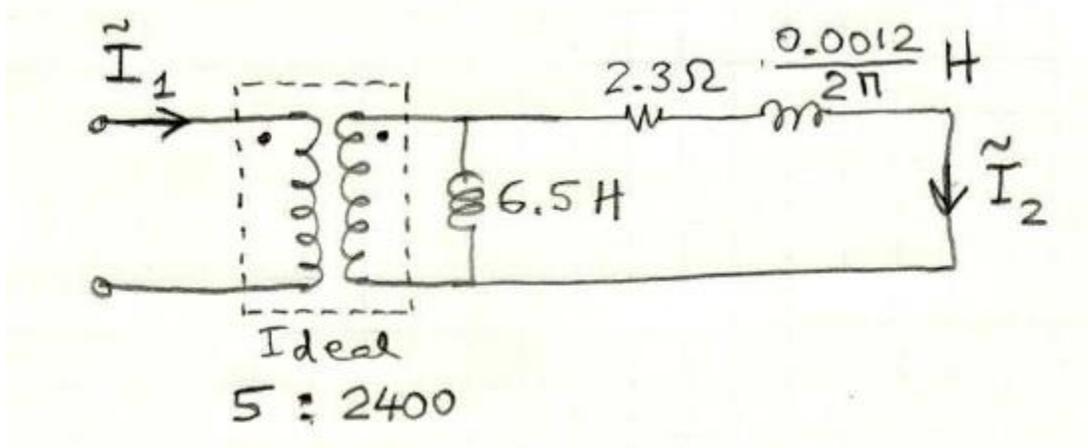


Figura P6.6

Problema P6.6: La corriente eléctrica en un circuito tiene los siguientes armónicos reales:

Armónico Pedido	Corriente armónica Magnitud (Amperios)
1	120
3	25
5	11
7	5

La corriente eléctrica se mide con un medidor de armónicos que tiene un convertidor A / D de 8 bits y un ajuste de corriente de 1, 10, 100, 200 amperios. Calcule el error de digitalización mínimo para el 7th armónico.

Solución: La resolución del convertidor A / D es:

$$\text{Resolución} = \frac{1}{2^8} = 0,00391$$

El rango mínimo que podemos seleccionar es 200 A. En este rango, la resolución en amperios absolutos es:

$$(0,00391) (200 \text{ A}) = 0,78125 \text{ A.}$$

El error máximo digitalizado para el 7th armónico es:

$$\text{error} = \frac{0,78125 \text{ A}}{5 \text{ A}} \cdot 100 = 15,6\%$$

Problema P6.7: Es deseable monitorear los armónicos en el lado de 13.8 kV de un servicio entrante a una planta de energía. Por esta razón, los PT y CT se instalan en el lado de 13,8 kV del transformador de potencia. La salida de los PT y CT se lleva a la sala de control que se encuentra a 600 pies del transformador a través de pares de conductores de cobre de calibre 10. Los medidores son grabadores digitales de 12 bits. Calcule el error general de los 11th medición armónica.

[comprobar a continuación ...](#)

Problema P6.8: Un transformador de corriente de 2400: 5 consta de un núcleo magnético toroidal. La sección transversal del núcleo es circular con un diámetro de 3,5 cm. El material del núcleo se satura a $B = 0,5$ Tesla. La impedancia total en el secundario del TC, incluidas las cargas y la impedancia del devanado, es de 2,8 ohmios. Calcule la corriente primaria máxima de 60 Hz que no saturará el TC (es decir, calcule la corriente primaria máxima de 60 Hz que dará como resultado una densidad de flujo magnético máxima en el material del núcleo de 0,5 Tesla).

Un ingeniero desea que este TC pueda desarrollar un voltaje máximo de 400 voltios (rms) en el secundario cuando la corriente del secundario es de 100 amperios sin saturación. ¿Cuál debería ser el radio del núcleo en este caso?

Solución: Primero, el número de vueltas en el circuito secundario se calcula a partir de:

$$N_1 / N_2 = 5/2400, N_1 = 1. \text{ Por tanto, } N_2 = 2400/5 = 480.$$

[continuará...](#)

Problema P6.9: Un transformador de corriente de 2400: 5 consta de un núcleo magnético toroidal. La sección transversal del núcleo es circular con un diámetro de 3,5 cm. El material del núcleo se satura en $B = 0.5$

Tesla. La impedancia total en el secundario del TC es de 2,8 ohmios. Calcule la corriente primaria máxima de 60 Hz que no saturará el TC (es decir, calcule la corriente primaria máxima de 60 Hz que dará como resultado una densidad de flujo magnético máxima en el material del núcleo de 0,5 Tesla).

Un ingeniero desea que este TC pueda desarrollar un voltaje máximo de 400 voltios (rms) en el secundario cuando la corriente del secundario es de 100 amperios sin saturación. Qué ¿Debería ser el radio del núcleo en este caso?

Solución:

(a)
$$A = \pi a^2 = \pi \left(\frac{0.035}{2}\right)^2 \text{ m}^2 = 0.000962112 \text{ m}^2$$

At onset of saturation $\phi = A(0.5 \text{ T}) = 0.000481056 \text{ Wb}$

$$\lambda = \frac{2400}{5} \phi = 0.230906 \text{ Wb}$$

$$v(t) = \omega \lambda \cos \omega t = 87 \cos \omega t$$

$$\Rightarrow V = 61.55 \text{ V}_{\text{rms}}$$

$$I_{\text{sec}} 2.8 = V \Rightarrow I_{\text{sec}} = 21.987 \text{ A}$$

$$\Rightarrow I_{\text{pri}} = \frac{2400}{5} 21.987 \text{ A} = 10,552 \text{ A}$$

(b)
$$\frac{\omega \lambda}{\sqrt{2}} = 400 \quad \lambda = \frac{2400}{5} A(0.5 \text{ T})$$

$$\frac{\omega}{\sqrt{2}} \frac{2400}{5} A(0.5) = 400$$

$$\Rightarrow A = 0.006252 = \pi a_1^2$$

$$\Rightarrow a_1 = 0.0446 \text{ m} = 4.46 \text{ cm}$$