

# Las interferencias generadas por los inversores de frecuencia



Autor: Francesc Daura Luna, Ingeniero Industrial. Director de la Consultoría Leedeo Engineering

Los inversores o variadores de frecuencia son equipos muy utilizados en la industria por parte de las empresas integradoras para configurar máquinas e instalaciones de todo tipo. Actualmente, los inversores de frecuencia son equipos industriales que usan la modulación del ancho de impulso (PWM: Pulse Width Modulation) para generar corriente alterna (CA) con frecuencia variable, a partir de corriente continua (CC) o de corriente alterna de 50 Hz trifásica o monofásica, pueden causar interferencias electromagnéticas (EMI) y afectar a equipos sensibles cercanos. Hoy en día, las velocidades de conmutación más rápidas de los transistores de potencia en los inversores de frecuencia requieren tener en cuenta los problemas de compatibilidad electromagnética (CEM) desde el inicio de su diseño. Los problemas de CEM se pueden reducir gracias al buen diseño interno del propio inversor. Además su correcta instalación en la máquina o sistema es de vital importancia para evitar problemas. Siempre es recomendable leer el manual

de instrucciones de la instalación del inversor para tener una buena guía.

Los inversores de frecuencia tienen otras denominaciones en inglés como AFD (Adjustable Frequency Drive), VFD (Variable Frequency Drive) o ASD (Adjustable Speed Drive).

## Inversores, cables, motores y ondas reflejadas

La figura 1 muestra los niveles de riesgo de generar interferencias electromagnéticas (EMI) desde diversos equipos en las instalaciones industriales. A priori, esta tabla nos puede orientar en la determinación del riesgo que tenemos y con ello ser conscientes de los problemas de EMI que podemos tener en nuestra instalación.

En los inversores, el valor de la tensión de red de corriente alterna (CA) más alta en la entrada de un inversor provoca también, después del rectificador, una tensión de bus en corriente continua (CC) ( $V_{bus}$ ) más alta y también una mayor tensión de CA en la salida del inversor. La mayor pendiente de la transición de la conmutación de la tensión ( $dV/dt$ : cambio de tensión / cambio de tiempo: Voltios/ $\mu$ segundo) contribuye a aumentar el pico de corriente en modo común (MC) a masa, debido al acople capacitivo como consecuencia de las capacidades parásitas, siguiendo esta ecuación:

$$I_{MC} = C_{parásitas} \cdot dV/dt$$

Las corrientes en MC son debidas principalmente a la capacidad parásita en los cables sobredimensionados, combinado con una mayor longitud. Una forma de controlar este efecto es tener cuidado de no sobredimensionar el cable de salida del inversor. Un efecto de la longitud del cable es que a medida que el cable se alarga, la corriente en MC aumenta. Los cables más cortos tendrán una corriente en MC menor.

El aumento del uso de la cantidad de inversores de frecuencia en una máquina o en una instalación industrial, provoca el aumento de la suma total de las corrientes transitorias de EMI

en MC. En la modulación PWM, una frecuencia portadora más alta ( $f_p$ ), aumenta el número de transiciones de conmutación por unidad de tiempo y con ello la suma total de la corriente de EMI en MC. Una longitud de cable instalado entre el inversor y el motor, menor de 6 metros, exhibe una baja capacidad parásita entre fase y masa y tiene un bajo riesgo de tener EMI en MC debidas a las corrientes por acople capacitivo, como consecuencia de los transitorios de conmutación  $dV/dt$ . A medida que aumenta la longitud del cable, aumenta su capacidad parásita y también aumenta la corriente en MC hacia masa. Con una larga longitud de cable, las oscilaciones de alta frecuencia de la tensión de la onda reflejada de los transitorios  $dV/dt$  también aparecen en los terminales del motor, creando corrientes de EMI en MC a masa a través de la capacidad parásita del devanado del estator del motor y la capacidad parásita del cable. El valor de la tensión de la onda reflejada puede llegar a valer unas dos veces la tensión del bus. Este valor de tensión puede reducir la vida del motor si el motor no especifica la suficiente tensión de aislamiento.

Como regla general, la tensión de la onda reflejada es el doble de la tensión del bus ( $2 V_{bus}$ ). Por seguridad podemos calcular el valor de la onda reflejada máxima para una tensión nominal de fase de 400 V RMS más un 10% (440V). La onda reflejada máxima será de dos veces el valor de pico de 440V RMS:  $2 \times 440 \times \sqrt{2} = 2 \times 440 \times 1,41 = 1240V$ . Aunque los motores y cables están diseñados para manejar tensiones más altas, este nivel de tensión puede contribuir a reducir la vida útil del motor. Por ello debemos asegurar seleccionar una tensión de aislamiento suficientemente alta para el cable y para el motor para tener una vida suficientemente larga. Cuanto menor es la tensión de red, menor es el valor de pico de la onda reflejada en bornes del motor. La potencia del motor también es una variable a considerar para determinar el valor de la onda reflejada, porque un motor de potencia pequeña se parece más a un condensador, mientras que un motor

NIVEL DE RIESGO DE GENERAR EMI	
<b>ALTO</b>	
EQUIPO CON AUTÓMATA PROGRAMABLE DIGITAL LÍNEA DE TENSIÓN > 575 VOLTIOS SISTEMA CONECTADO A TIERRA DE SEGURIDAD SISTEMA CON MÁS DE 5 INVERSORES MALAS PRÁCTICAS DE CONEXIÓN A TIERRA LONGITUD CABLE "INVERSOR - MOTOR" > 30 m.	
<b>MEDIO</b>	
SISTEMA DE CONTROL ANALÓGICO LÍNEA DE 400 VOLTIOS CA SISTEMA DE TIERRA CON ALTA RESISTENCIA SISTEMA CON 2 A 5 INVERSORES SISTEMA DE TIERRA ANTIGUO Y NO COMPROBADO LONGITUD CABLE "INVERSOR - MOTOR" DE 6 A 30 m.	
<b>BAJO</b>	
EQUIPO SIN AUTÓMATA PROGRAMABLE LÍNEA DE 220 VOLTIOS CA EQUIPO SIN CONECTAR A TIERRA DE SEGURIDAD SISTEMA CON UN SOLO INVERSOR BUENAS PRÁCTICAS DE CONEXIÓN A TIERRA LONGITUD CABLE "INVERSOR - MOTOR" < 6 m.	

Figura 1. Niveles de riesgo de generar interferencias (EMI) desde diversos equipos en las instalaciones industriales.

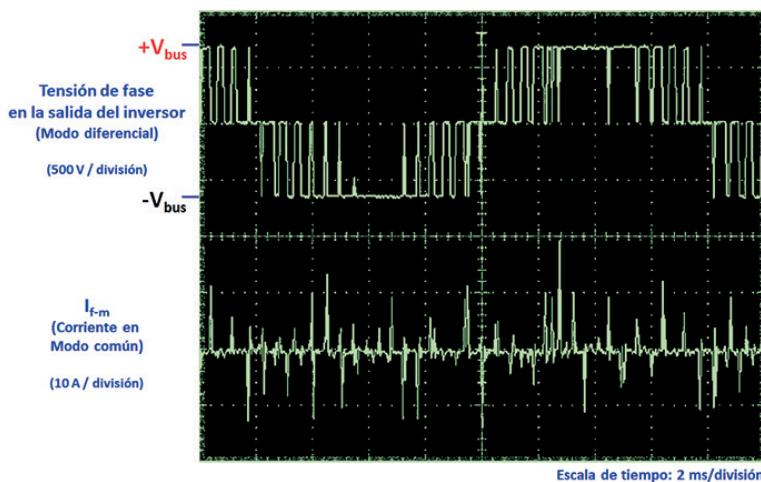


Figura 2. Forma de onda de la tensión de fase  $V_{UV}$  en un inversor de frecuencia de 150 kW de potencia. La corriente  $I_{f-m}$  es la corriente entre fase y masa.  $V_{bus}$  es la tensión de corriente continua del bus.

de potencia más grande se parece más a una inductancia. El circuito equivalente de un motor tiene condensadores e inductancias, tantas más cuanto más sofisticado sea el modelo matemático usado y el nivel de detalle con el que se quiere analizar. En el caso de un motor más o menos potente se cumplen las leyes de semejanza. Estas leyes dicen que, con el tamaño, unas variables crecen con el cuadrado de la dimensión y otras con el cubo.

Para ilustrar esta idea, piense en una ola que choca con la costa; si ola choca con una pared de ladrillos, la ola salpica hacia lo alto en el aire, lo que simula una onda reflejada en un motor de pequeña potencia. En cambio, cuando la ola llega a la playa, se apaga lentamente, simulando un motor de mayor potencia. Por esta razón, es posible que sea más necesario aplicar un filtro contra los transitorios  $dV/dt$  en la salida de un inversor conectado a un motor pequeño con un cable de longitud más corta que cuando la potencia del motor es mayor. Generalmente, para un motor de una potencia de 15 kW o menos, la longitud máxima del cable es de unos 20 metros, mientras que para un motor de más de 20 kW, el umbral es de 30 metros.

Otro factor que afecta a las ondas reflejadas es la frecuencia portadora del inversor ( $f_p$ ). En los inversores actuales, la frecuencia portadora puede llegar a los 20 kHz, lo que ayuda a controlar el ruido audible en el motor. Por lo general, si la frecuencia de la portadora se puede establecer entre 3 kHz y 12 kHz, una corta longitud de cable tendrá una onda

reflejada de menor valor en tensión que la especificación de aislamiento de un motor estándar.

El diámetro del cable tiene efecto sobre la capacidad y la resistencia del cable. Un cable con mayor diámetro tendrá más superficie y más capacidad, dando lugar a corrientes en MC más altas y menor resistencia, lo que reducirá la amortiguación de la onda reflejada.

### La tensión de salida de un inversor

La tensión de las fases en la salida de un inversor se llama tensión de fase, tensión en modo normal o tensión en modo diferencial (MD). La figura 2

muestra la forma de onda de la tensión de fase ( $V_{UV}$ ) típica en la salida de un inversor. Esta tensión consiste en una serie de impulsos controlados por una modulación por anchura de pulso (PWM), con una tensión pico-pico máxima del impulso igual a  $2 V_{bus}$ . Usando la modulación PWM se obtiene una tensión de salida de onda sinusoidal con la frecuencia fundamental variable de salida deseada ( $f_o$ ). El espacio entre impulsos se controla para mantener la relación constante de Voltios / Hertzio (V / Hz) ( $400V / 50 Hz$  o  $8 V / Hz$ ), para maximizar el par motor en todo el margen de frecuencias de salida.

El tiempo de conmutación de subida (rise time,  $t_r$ ) y el tiempo de conmutación de bajada (fall time,  $t_f$ ) de los impulsos de la figura 2 se ven ampliados en detalle en la figura 3. Los tiempos de conmutación,  $t_r$  y  $t_f$  se miden entre el 10% y el 90% de la tensión del impulso y están determinados por los tiempos de conmutación de los transistores de potencia. La anchura del impulso ( $\tau$ ) regula la modulación PWM. La figura 3 también muestra algunas fuentes típicas de EMI en un inversor: la corriente inducida en MC entre fase y masa ( $I_{f-m}$ ) y la tensión en MC entre dos puntos de masa ( $V_{1-2}$ ), así como el potencial en la tierra.

La gran mayoría de los inversores actuales utilizan transistores bipolares de puerta aislada (IGBT: Insulated Gate Bipolar Transistor). Los transistores IGBT tienen tiempos de subida y bajada inferiores a 50 ns y son generadores inherentes de EMI radiadas y condu-

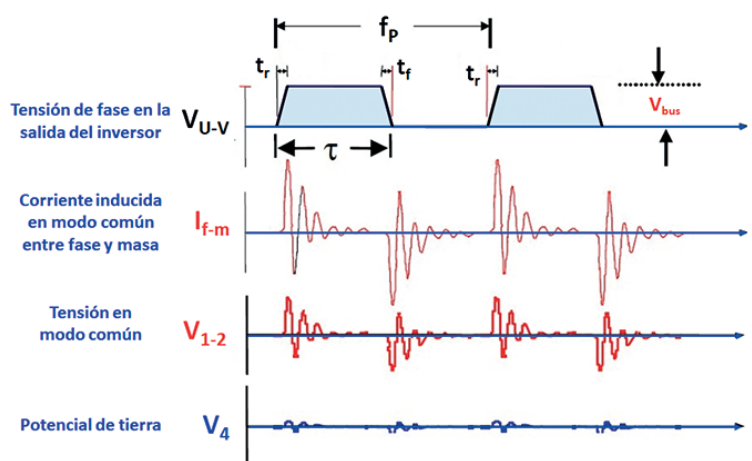


Figura 3. Fuentes de ruido (EMI).  $V_{bus}$  es la tensión de corriente continua del bus.  $f_p$ : frecuencia portadora.  $\tau$ : anchura del impulso de la modulación PWM.  $t_r$ : tiempo de subida,  $t_f$ : tiempo de bajada.

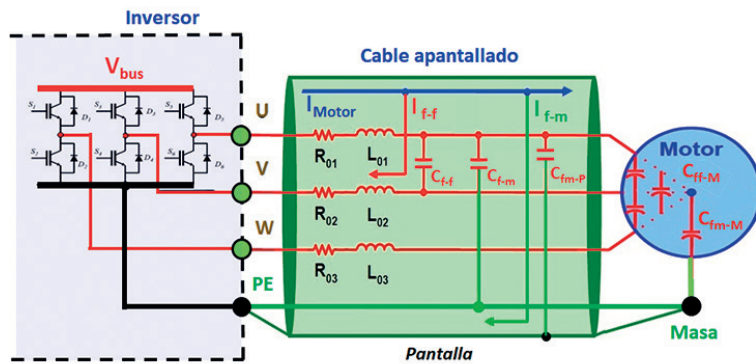


Figura 4. Esquema simplificado de la conexión del cable apantallado entre el inversor y el motor, mostrando las componentes parásitas en el cable y en el motor. La corriente  $I_{Motor}$  consta de cuatro componentes: una componente de corriente de onda sinusoidal a la frecuencia fundamental de funcionamiento  $f_o$ , una corriente de rizado debido a la frecuencia portadora  $f_p$ , una corriente transitoria entre fases ( $I_{f-f}$ ) (MD) durante los transitorios  $dV/dt$  y una corriente transitoria de fase a masa ( $I_{f-m}$ ) (MC) durante el transitorio  $dV/dt$ .  $C_{f-f}$ : capacidad parásita entre fases en el motor y  $C_{f-m}$ : capacidad parásita entre fase y masa en el motor.  $R_{ox}$  y  $L_{ox}$  son las resistencias y las inductancias de las fases correspondientes. PE: Protective Earth en el inversor.

cidas. Los inversores más avanzados actualmente son más eficientes y usan transistores de nitruro de galio (GaN) o de carburo de silicio (SiC), con tiempos de conmutación menores a 10 ns. La frecuencia de repetición de los impulsos se denomina frecuencia portadora ( $f_p$ ), y es seleccionable por el usuario con valores de 1 a 200 kHz, dependiendo de la tecnología de los transistores de potencia usados en el puente inversor de transistores de potencia.

La figura 4 muestra el esquema simplificado de un inversor, con un cable apantallado conectando su salida a un motor. La forma de onda de la tensión de salida entre las fases, aplicada al motor a través del cable da como resultado una corriente de fase ( $I_{Motor}$ ). La forma de onda de la corriente hacia el motor,  $I_{Motor}$  consta de cuatro componentes. Una primera componente de corriente de onda sinusoidal con la frecuencia fundamental de funcionamiento ( $f_o$ ). Una segunda componente es la corriente de rizado debido a la frecuencia portadora ( $f_p$ ).

Una tercera componente es la corriente transitoria entre las fases ( $I_{f-f}$ ) en MD durante el transitorio de conmutación de la tensión  $dV/dt$ . Y una última componente es la corriente transitoria de fase a masa ( $I_{f-m}$ ) en MC durante el transitorio de conmutación de la tensión  $dV/dt$ . La forma de onda de la corriente  $I_{Motor}$  muestra en la figura 5 que los picos de corriente transitoria entre las fases,  $I_{f-f}$  y entre las fases y masa,  $I_{f-m}$

pueden ser mayores que la corriente fundamental.

La corriente transitoria entre fase y fase en el cable ( $I_{f-f}$ ) está determinada por la magnitud de la tensión continua en el bus ( $V_{bus}$ ) y la impedancia de los parámetros parásitos del cable alrededor del bucle del circuito formado, como la resistencia del cable ( $R_{01}$ ), su inductancia ( $L_{01}$ ), su capacidad entre fases ( $C_{f-f}$ ),  $R_{02}$  y  $L_{02}$ . La corriente entre fases  $I_{f-f}$  está confinada en los terminales de salida del inversor y el área del bucle del cable que se muestra en la figura 4.

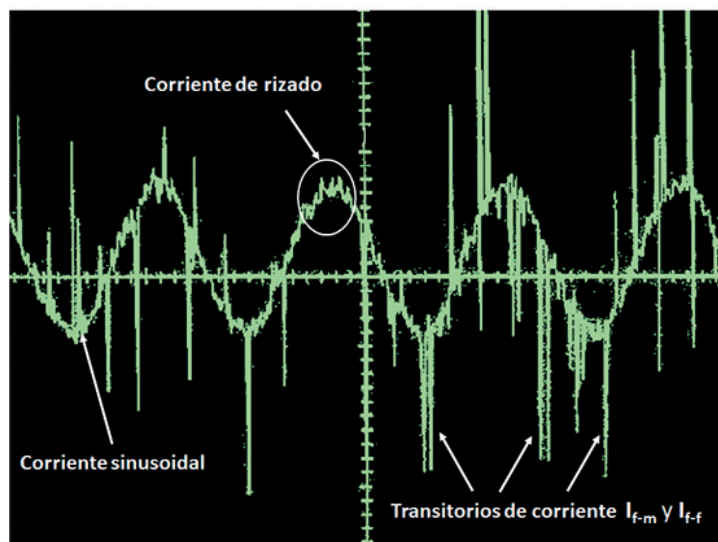


Figura 5. Forma de onda de la corriente  $I_{motor}$ . Se muestran superpuestas la corriente sinusoidal, la corriente de rizado y los transitorios corriente  $I_{f-m}$  (entre fase y masa) e  $I_{f-f}$  (entre fases).

Esta corriente (en modo diferencial) no interfiere sobre otros equipos cercanos, aparte de las posibles EMI radiadas por los cables de alimentación de la red de corriente alterna.

### Las corrientes en modo común

La corriente transitoria de fase a masa ( $I_{f-m}$ ) en la figura 4 está determinada por la magnitud de la tensión del bus ( $V_{bus}$ ), y por la impedancia de los parámetros parásitos del cable ( $R_{01}$  y  $L_{01}$ ), la capacidad del cable entre la fase y la masa PE (Protective Earth) del inversor ( $C_{f-m}$ ), la capacidad entre la fase y la masa de la pantalla del cable ( $C_{f-m-p}$ ) y la capacidad entre el devanado del estator del motor (fase) y la masa del motor ( $C_{f-m-M}$ ). La corriente  $I_{f-m}$  se mide en los terminales de salida del inversor, pero no tiene un camino de retorno directo a los terminales de salida. Esta corriente  $I_{f-m}$  puede interferir sobre otros equipos cercanos referenciados a masa. Una sonda de corriente dispuesta en modo común, rodeando las tres fases de salida del inversor (U, V, W), normalmente medirá un valor de corriente igual a cero, ya que la suma instantánea de las componentes de frecuencia fundamentales de cada fase suma cero. Además, la corriente  $I_{f-f}$  en modo diferencial suma cero, ya que sale y retorna a través del mismo hueco de la sonda de corriente, pero en direcciones opuestas a la polaridad de la corriente. La ubicación de

la sonda de corriente descrita también mide la forma de onda transitoria de la corriente  $I_{f-m}$  que ocurre durante cada transitorio de conmutación  $dV/dt$  de las figuras 2 y 3. La corriente en MC,  $I_{f-m}$  a veces también se denomina corriente de secuencia cero. La corriente transitoria  $I_{f-m}$  puede alcanzar más de 20 Apico y es un generador de EMI importante.

La figura 6 presenta detalladamente las rutas parásitas de circulación de la corriente transitoria  $I_{f-m}$  en un inversor correctamente conectado a masa. El secundario del transformador (A, B, C) de la estación transformadora correspondiente se conecta a la entrada del inversor (fases R, S y T). El neutro del secundario está conectado a la tierra de seguridad (TS) cuya estructura está formada por una columna de acero que pertenece a los cimientos de la nave industrial y por una red de picas de tierra clavadas en el terreno, en el Potencial  $V_4$ . La diferencia de potencial entre a tierra de seguridad (TS) y el Potencial  $V_4$  es prácticamente cero.

Después de las fases de entrada R, S y T, un puente de diodos rectifica la tensión de alterna de entrada a la tensión del bus en corriente continua ( $V_{bus}$ ) que está debidamente filtrada con un gran condensador. El inversor utiliza seis transistores de potencia IGBT para invertir la tensión continua del bus a una tensión alterna en los terminales de las fases de salida (U, V, W), que luego se conectan a las tres fases del motor. La envoltura metálica del inversor tiene un terminal llamado PE (Protective Earth) que se conecta a la masa en el Potencial  $V_1$  que luego está conectado a la tierra de seguridad TS. La carcasa (bastidor) del motor está conectada a la masa en el Potencial  $V_3$ . El Potencial  $V_2$  está dispuesto físicamente en un punto intermedio entre los Potenciales  $V_1$  y  $V_3$  y se considera que es el potencial que tenemos en la bandeja metálica que sustenta los cables de las fases entre el inversor y el motor. Se debe considerar que los Potenciales  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $V_3$  y  $V_4$  no son equipotenciales debido a la circulación de la corriente transitoria  $I_{f-m}$  por las impedancias Z de la estructura de masa. El equipo de control que controla el inversor tiene su masa conectada al Potencial  $V_4$ .

La corriente capacitiva transitoria de fase a masa  $I_{f-m}$  proviene de las salidas del inversor U, V o W en cada transitorio  $dV/dt$ . La magnitud del transitorio  $dV/dt$  ( $\sim V_{bus} / t_r$ ) está entre 5 kV/ms y 15 kV/ms, dependiendo de la tensión del

sistema y de la duración del tiempo de subida ( $t_r$ ) de la conmutación de los transistores IGBT. Existen dos rutas para la corriente  $I_{f-m}$ . Una es a través de la capacidad parásita del cable entre la fase y la masa de la bandeja metálica ( $C_{fm-B}$ ), que está conectada a masa en el Potencial  $V_2$  y la otra es a través de la capacidad entre la fase y masa ( $C_{fm-M}$ ) del devanado del estator del motor. Dado que la impedancia entre la fase y la masa es predominantemente capacitiva, la magnitud  $I_{f-m}$  en términos generales es proporcional a:

$$I_{f-m} \sim (C_{fm-B} + C_{fm-M}) \cdot (dV/dt)$$

Por lo tanto, la magnitud de la corriente  $I_{f-m}$  es mayor en:

- inversores con cables de salida largos ( $C_{fm-B}$  mayor)
- inversores de alta potencia con mayor capacidad en el motor ( $C_{fm-M}$  mayor)
- inversores con tiempos de subida de tensión de salida más rápidos ( $dV/dt$  mayores al tener  $t_r$  menor en los transistores de potencia IGBT)
- inversores con tensiones de salida más altas ( $dV/dt$  también mayor)

La magnitud eficaz (RMS) de la corriente en MC,  $I_{f-m}$ , aumenta con la frecuencia portadora ( $f_p$ ) seleccionada más alta, ya que la tasa de repetición de los impulsos es más rápida. Si se usan varios inversores a la vez en un sistema, la magnitud RMS de las EMI en MC puede aumentar debido al aumento de  $I_{f-m}$  en

el circuito de la masa. La corriente  $I_{f-m}$  regresa al Potencial  $V_1$  (control) en la masa del inversor, ya sea por el cable de masa PE o a través de la red o estructura de masa entre el inversor y el motor, dependiendo de cuál sea la impedancia más baja a la frecuencia de oscilación transitoria de la corriente  $I_{f-m}$ . No existe conexión física entre el Potencial  $V_1$  de conexión del inversor a masa (PE) y el bus de corriente continua (CC) del inversor ( $V_{bus}$ ). Por lo tanto, la única ruta que resta para completar el camino de retorno de la corriente  $I_{f-m}$  al inversor es a través de la conexión del neutro del transformador a la tierra de seguridad (TS) y los cables de fase de la entrada del inversor (R, S, T).

La figura 6 presenta una posible instalación del cableado que podría haberse realizado con inversores de pequeña potencia o con transistores bipolares para inversores con tiempos de conmutación  $t_r$  lentos, en los que los 3 cables de fase de salida (sin pantalla) se disponían en una bandeja metálica, colocados al azar. Debido a la velocidad de conmutación más lenta de los transistores bipolares era posible no tener problemas de EMI en la masa de la instalación. Sin embargo, los transitorios  $dV/dt$  con transistores IGBT son unas 20 veces mayores (menor  $t_r$ ) a los transistores bipolares y se acoplan capacitivamente con mayores magnitudes de corriente de EMI a la estructura de masa. El cable a masa del motor permite que la corriente de EMI circule hacia la estructura de

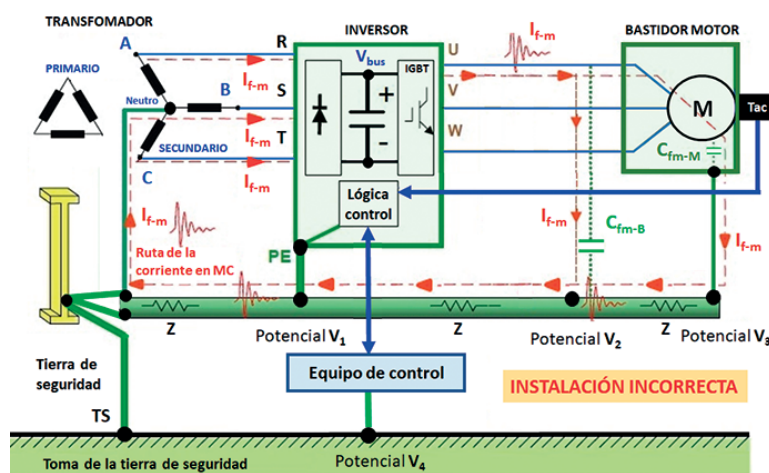


Figura 6. Rutas parásitas de circulación de las corrientes entre fase y masa en MC,  $I_{f-m}$ , en un inversor bien conectado a la tierra de seguridad (TS), pero con una instalación incorrecta de cableado. PE: Protective Earth en el inversor. Z: impedancias de la estructura de masa.  $C_{fm-B}$ : capacidad parásita entre las fases y la masa en la bandeja metálica.  $C_{fm-M}$ : capacidad entre el devanado del estator del motor y la masa del motor. Tac: tacómetro.



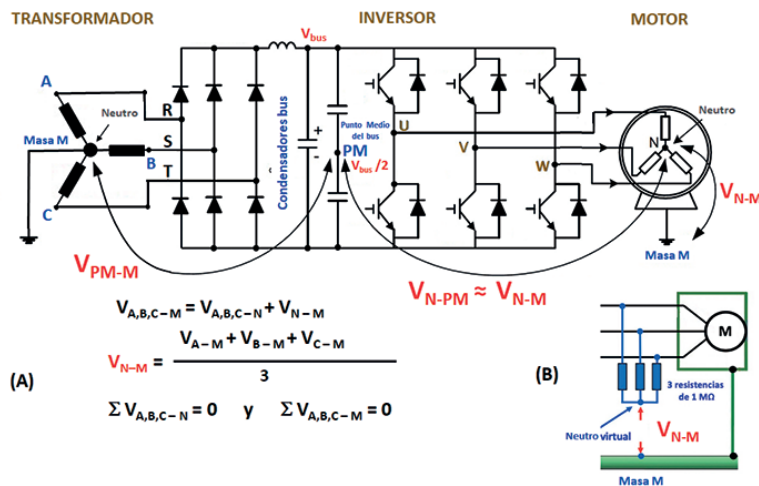


Figura 7. A. Esquema instalación inversor; tensión en modo común. B. Neutro virtual. PM: Punto Medio del bus de CC.

masa en el Potencial  $V_3$ . La corriente de EMI  $I_{f_m}$  eleva el Potencial  $V_1$  por encima del Potencial  $V_4$  debido a la impedancia de la estructura de masa (Potencial  $V_1 >$  Potencial  $V_4$ ). Debido a la diferencia de potencial entre los Potenciales  $V_1$  y  $V_4$ , no se recomienda usar este método de cableado en nuevas instalaciones, ya que las señales sensibles del equipo de control, que se conectan a la masa en el Potencial  $V_4$ , cercano a la toma de tierra de seguridad (TS), verán una tensión en MC que puede provocar EMI y hacerlos funcionar mal. La instalación correcta de la masa del equipo de control sería conectarla al Potencial  $V_1$ , más cercano al punto PE del inversor.

**La tensión en modo común**

En un inversor, la tensión en modo común (MC) se puede definir como la diferencia de potencial entre la masa de la fuente de energía y el punto neutro de la carga trifásica. La masa de la fuente de energía se conecta a la toma de tierra por seguridad; (TS) en la figura 6. Si la carga es un motor trifásico, el punto neutro de la carga es el neutro del estator del motor. Es importante definir la tensión en MC en términos matemáticos para comparar sus características entre las diferentes combinaciones entre la fuente y la carga. En un sistema trifásico, la tensión entre la fase y la masa (tierra) se puede escribir como la suma de la tensión entre la fase y el neutro de la carga y entre el neutro de la carga y la masa del sistema. Por definición, la tensión en

MC es la tensión entre el neutro de la carga y la tierra de seguridad (TS) del sistema. La figura 7A muestra el esquema básico de una instalación de un inversor con su fuente de energía (transformador) y su carga (motor). Dado que en un sistema trifásico equilibrado, la suma de las tres tensiones entre fase y neutro es cero, la tensión entre el neutro y la masa (tensión en MC) se puede definir en términos de tensión de fase a masa como se muestra en las ecuaciones de la figura 7A.

En estas ecuaciones, se supone que la carga está equilibrada de forma que la suma de las tres tensiones entre fase y neutro es cero. Si también se supone que la fuente de tensión es ideal y está equilibrada, la suma de las tres tensiones entre fase y masa es cero. En este caso ideal, para un motor trifásico equilibrado impulsado por una fuente trifásica equilibrada, de las anteriores ecuaciones se desprende que la tensión en MC, es decir,  $V_{N-M}$  será igual a cero. Sin embargo, en el caso de un motor controlado por un inversor, existe una tensión en MC porque el inversor de la fuente de tensión no constituye una fuente equilibrada ideal. En un sistema con un inversor, la tensión en MC ( $V_{N-M}$ ) también se puede definir como la tensión entre del neutro del estator (N) del motor y el punto medio del bus de CC ( $V_{bus}/2$ ) porque desde el punto de vista de la alta frecuencia, el punto medio del bus (PM: Punto Medio) es el mismo punto que la masa (M) del sistema. Usando esta definición, la tensión en MC se puede redefinir con esta ecuación:

$$V_{N-M} \approx V_{N-PM} = (V_{U-PM} + V_{V-PM} + V_{W-PM}) / 3$$

En esta ecuación, debe tenerse en cuenta que la nomenclatura de la tensión de la fuente se ha cambiado desde  $V_{A,B,C-M}$  a  $V_{U,V,W-PM}$  para reflejar que ahora la fuente de tensión es el inversor y no la red (transformador).

La corriente en MC se define como la suma total instantánea de todas las corrientes que fluyen a través de las fases de salida. Las capacidades parásitas del cable inversor-motor y las capacidades parásitas en el interior del motor son los caminos de circulación de la corriente en MC. En la mayoría de los motores con los devanados conectados en Y (estrella), el punto neutro verdadero no está disponible y en los motores con los devanados conectados en triángulo no tienen un punto neutro físicamente disponible. Por lo tanto, el punto neutro del estator debe duplicarse artificialmente, conectando una red de resistencias de 1 MΩ configurada en estrella. El punto central de esta red es el neutro artificial, que se aproximará al neutro verdadero del motor (figura 7B). La tensión  $V_{N-M}$  en la figura 7B es un generador de tensión debido a la corriente  $I_{f_m}$  procedente del inversor.

En la figura 8, se ve la forma de onda  $V_{N-M}$  de la tensión entre el neutro y la masa. Se compone de una onda modulada en amplitud de 150 Hz de baja frecuencia que se modula seguidamente por la conmutación de alta frecuencia de la modulación PWM. La forma de onda de rizado de 150 Hz se debe a la tensión de rizado de los 3 impulsos, medida entre el terminal positivo del puente de diodos rectificadores y la masa. Del mismo modo, el rizado de 150 Hz se debe a la tensión de rizado de los 3 impulsos medidos en el terminal negativo del puente de diodos y la masa. Esta tensión de rizado se reduce gracias a los grandes condensadores de desacoplo dispuestos en la salida el puente rectificador en el bus.

En la misma figura 8 se ve, en una escala expandida en el tiempo, la forma de onda del impulso de tensión PWM de mayor frecuencia. La forma de onda de la corriente  $I_{f_m}$  es la corriente de fase a masa en MC de todas las fases del inversor. El pico de corriente de  $I_{f_m}$  de la figura es típico de los sistemas que utilizan transformadores con conexión a tierra. Aunque  $f_p = 4$  kHz en la figura, la tasa de repetición del pico de corriente

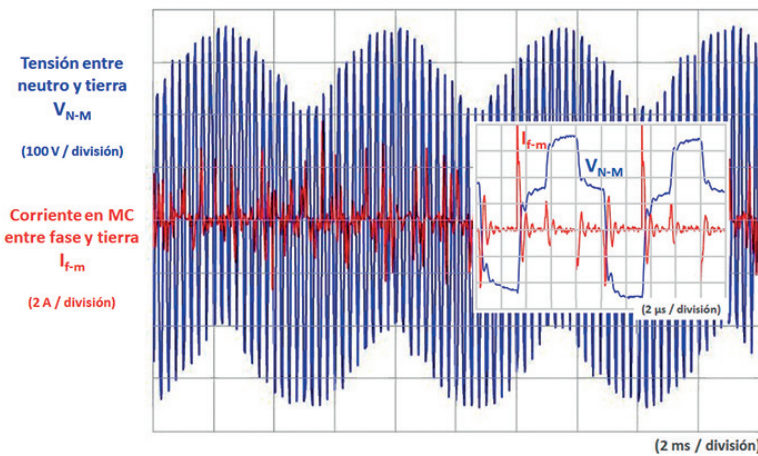


Figura 8. Tensión en modo común, entre neutro y masa ( $V_{N-M}$ ). Corriente en MC,  $I_{f-m}$ . También se presentan sus formas de onda detalladas en escala expandida en el tiempo.

en el circuito de masa está más cerca de 20 kHz, porque cada conmutación de fase contribuye a los transitorios de corriente de fase a masa. Por lo tanto, la tasa de repetición de  $I_{f-m}$  se estima que es de 4 a 6 veces la frecuencia portadora ( $f_p$ ), dependiendo del ciclo de trabajo del modulador PWM.

La tensión de neutro del motor en un sistema sinusoidal de 50 Hz equilibrado es casi cero. El neutro del motor en un inversor no es cero, es dinámico y se describe con el término "tensión de cambio de neutro". La forma de onda del neutro del motor se determina mediante el uso de la superposición de las tensiones de fase a masa aplicadas a cada impedancia de la red trifásica.

### El espectro de frecuencias de la fuente de ruido

Como ejemplo, las características del espectro de frecuencias de la tensión en modo diferencial (MD: entre fase y fase) de un inversor se muestran en la figura 9 para un ciclo de trabajo del 50% de la modulación PWM con una frecuencia portadora  $f_p = 500$  Hz y con los impulsos con un tiempo de subida  $t_r$  de 200 ns. El espectro está normalizado al valor del bus de CC.

Se ven las componentes de EMI y los armónicos de la frecuencia portadora,  $f_p$ . Los armónicos de alta frecuencia decaen con una pendiente de -20 dB/década por encima de la frecuencia portadora  $f_p$  hasta que se alcanza la frecuencia de Fourier  $f_r$  correspondiente al tiempo de subida  $t_r$  de los impulsos de la modulación PWM. Con:

$$f_r = (1 / \pi t_r) = 0,318 / t_r = 0,318 / 200 \times 10^{-9} = 1,59 \text{ MHz}$$

correspondiente a  $t_r$ . El análisis espectral hace que la pendiente de la envolvente del espectro de los armónicos cambie a -40 dB/década por encima de la frecuencia  $f_r$ .

Los tiempos de subida de los IGBT ( $t_r$ ) varían de menos de 50 ns a 200 ns, correspondientes a frecuencias de EMI de más de 6,4 MHz a 1,6 MHz. Por lo tanto, los impulsos más lentos tienen un efecto significativo en la reducción de la energía de EMI total acoplada a un circuito, porque el punto de inflexión de la pendiente de la envolvente del espectro entre -20 dB/década y -40 dB/década se produce a una frecuencia  $f_r$  más baja, y las frecuencias más altas empiezan a atenuarse antes. El ancho del impulso,  $\tau$  y el ciclo de trabajo cambian constan-

temente durante un ciclo de frecuencia fundamental (figura 2). La variación del ancho del impulso cambia constantemente el espectro hacia la izquierda y hacia la derecha en un amplio rango de frecuencias.

Las componentes de frecuencia de EMI  $f_r$ ,  $f_r$  y  $f_p$  pueden salir del inversor hacia los cables de entrada y de salida del inversor. Las características de frecuencia del espectro de la tensión en MC también se muestran en la figura 9 para una forma de onda, con una  $f_p = 500$  Hz y una duración del impulso de 200 ns. El espectro frecuencial se normaliza al valor del bus de continua ( $V_{bus}$ ). Se observan componentes de EMI centradas en la frecuencia portadora del inversor  $f_p$  y sus armónicos.

Los armónicos de alta frecuencia decaen a una velocidad de -20 dB/década por encima de  $f_p$  hasta que se alcanza la componente de frecuencia de Fourier  $f_r$  del impulso. A partir de esta frecuencia  $f_r$ , los armónicos superiores decaen con una pendiente de -40 dB/una década. El ancho del impulso  $\tau$  y el ciclo de trabajo cambian constantemente durante un ciclo de frecuencia fundamental. Por lo tanto, se espera que las emisiones conducidas y radiadas sigan la forma de onda general de los espectros de los armónicos en MD y en MC presentados.

### La corriente conducida por la masa

Veamos en los siguientes apartados, cómo son en detalle los acoplos de las interferencias desde las fases de salida (sin pantalla) de un inversor sobre un circuito sensible, entre su emisor y su receptor de señal en un equipo cercano al

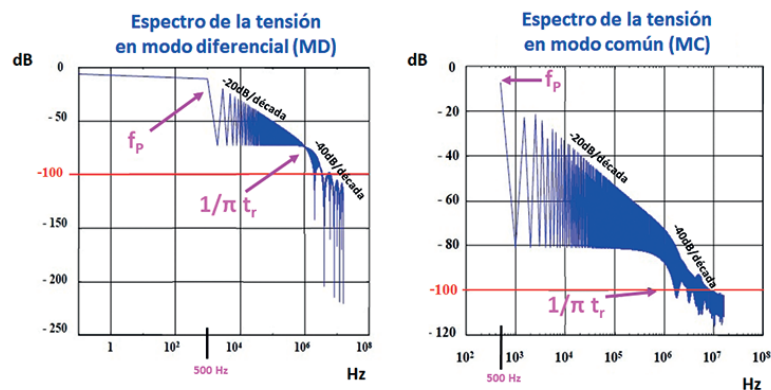


Figura 9. Espectro de las tensiones en MD y MC con el 50% de modulación PWM.  $f_p$ : frecuencia portadora (500 Hz) y  $f_r$ : frecuencia correspondiente a  $t_r = 200$  ns,  $f_r = 1,59$  MHz

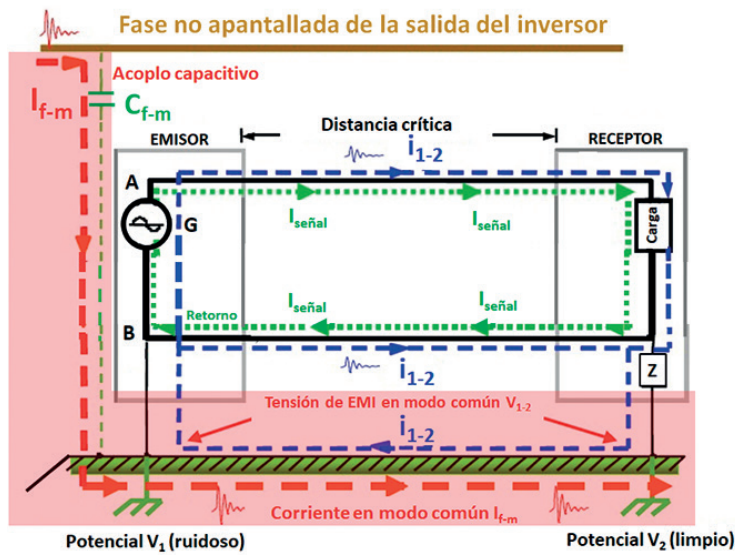


Figura 10. Ruta de la corriente en MC conducida por la masa. A: conductor de señal, B: conductor de retorno, G: generador de señal en el circuito sensible.

inversor formado por dos conductores, el conductor de señal y su conductor de retorno.

En el primer caso de acoplo, en la figura 10, existe una ruta transitoria de corriente en MC de alta frecuencia  $I_{f-m}$  (línea roja) desde las fases de salida del inversor durante la conmutación a través de las fugas parásitas en el cable y en el motor. El acoplo es debido a la capacidad parásita  $C_{f-m}$  desde cada fase a la masa en el Potencial  $V_1$  y, a través de la estructura de masa, en el Potencial  $V_2$ .

La corriente transitoria  $I_{f-m}$  en MC (zona roja en la figura) es conducida a través de la impedancia de la estructura de masa, por lo que existe una diferencia de potencial instantánea  $V_{1-2}$ , conocida como tensión de EMI en modo común. Por lo tanto, la tensión de EMI en MC en los conductores de señal permite que aparezca una corriente de EMI en MC ( $i_{1-2}$ ) en la misma dirección (líneas azules), en ambos conductores de señal en el mismo sentido y circule de regreso a través de la masa.

La tensión de EMI puede aparecer en mayor o menor medida debido a la corriente  $i_{1-2}$  multiplicado por la impedancia de la estructura de masa.

La posibilidad que tiene el circuito sensible del equipo cercano para funcionar en presencia de EMI de alta frecuencia depende del umbral de la relación de rechazo de modo común (CMRR: Common Mode Rejection Ratio) a las EMI, que depende de la frecuencia de las EMI.

### La longitud crítica del cable

Si los Potenciales  $V_1$  y  $V_2$  en la figura 10 se mantuvieran iguales al Potencial TS (tierra de seguridad o referencia de cero voltios), entonces  $TS = V_1 = V_2 = 0$  y la diferencia de potencial  $V_{1-2}$  sería igual a cero, con la consecuencia de que las EMI serían nulas. En esta situación, se diría que tendríamos una estructura de masa equipotencial. Los circuitos sensibles pueden funcionar con EMI de masa  $I_{f-m}$  de alta frecuencia presente, si los Potenciales  $V_1$  y  $V_2$  son aproximadamente iguales en magnitud y fase. En este caso, tanto  $V_1$  como  $V_2$  no son iguales a cero, ( $V_{1-2} > 0V$ ), por lo que la EMI mínima restante es rechazada por

el CMRR del circuito. Por lo tanto, los picos de corriente  $I_{f-m}$  que circulan por la masa como impulsos de EMI, con tiempos de subida lenta pueden tener  $V_{1-2} \cong 0$ , dependiendo de la distancia de separación entre los Potenciales  $V_1$  y  $V_2$ . Los picos de corriente  $I_{f-m}$  con valores bajos y con tiempos de subida rápidos  $t_r$ . Por ejemplo, con impulsos con  $t_r = 50$  ns puede haber grandes diferencias de potencial entre extremos, incluso con cortas distancias físicas de separación de los puntos masa  $V_1$  y  $V_2$ .

La longitud de onda ( $\lambda$ , en metros) se calcula como  $\lambda = c / f$ , donde  $c$  es la velocidad de la luz  $c = 3,108$  m/s y  $f$  es la frecuencia de la EMI en Hz. El término  $\lambda/8$  define la longitud crítica máxima en la que las relaciones de magnitud y fase son iguales, de modo que  $V_{1-2} \cong 0$  entre los dos puntos de masa separados. La figura 11 muestra la gráfica de la longitud crítica del cable inversor-motor para varios tiempos  $t_r$  de los impulsos de tensión modulados en PWM.

Considerando un inversor con transistores IGBT con  $t_r = 100$  ns, con el terminal de masa el equipo sensible conectado al ruidoso Potencial  $V_1$ , con el circuito de conductores de señal no balanceados (single-ended) con valores de 0-10  $V_{CC}$ , con longitud de 60 m y con el extremo de la carga referenciado a una masa diferente. La figura 11 muestra que existe la posibilidad de tener una tensión de EMI en MC con estas condiciones con solo 12 metros de longitud de cable. Esta gráfica se aplica a circuitos no balanceados.

Si se utilizan filtros en MC, aislamiento galvánico u óptico, o circuitos diferenciales, el equipo sensible puede funcionar correctamente por encima de

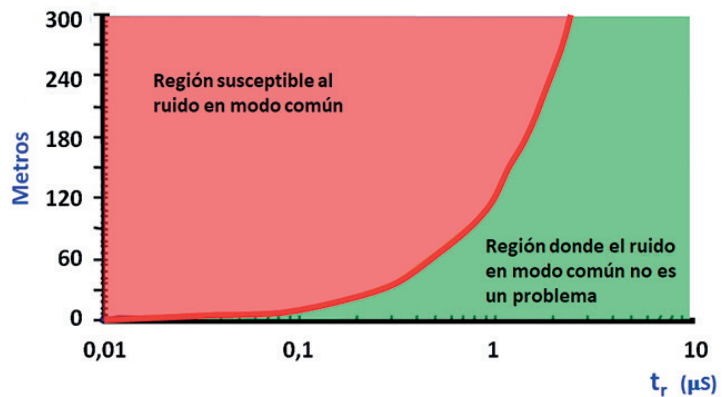


Figura 11. Longitud crítica del cable "inversor - motor" en función del tiempo de conmutación  $t_r$ .

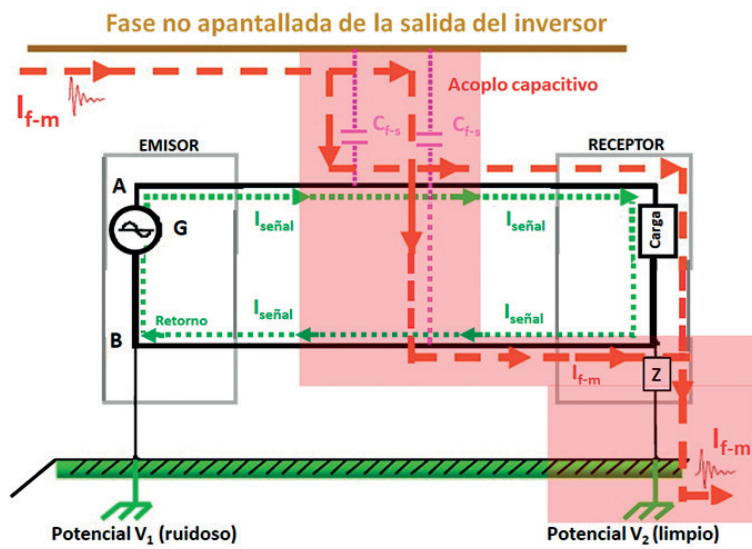


Figura 12. Corriente en MC acoplada capacitivamente a los conductores de señal. A: conductor de señal, B: conductor de retorno. G: generador de señal.  $C_{fs}$ : capacidades parásitas entre la fase y los conductores de señal y su retorno.

la longitud crítica. El tamaño del motor también afecta a la longitud del cable. Los motores pequeños son más susceptibles a las corrientes en MC, porque el motor en sí tiene más capacidad parásita. Por lo tanto, es recomendable en los motores pequeños disponer de un filtro  $dV/dt$  en la salida del inversor.

### La corriente en MC acoplada a la señal

Un segundo caso de acoplo capacitivo es el que se muestra en la figura 12. Los altos transitorios  $dV/dt$  en las fases, en el cable sin pantalla de la salida del inversor, se acoplan capacitivamente (zona roja en la figura), una corriente  $I_{f-m}$  (líneas rojas) a través de las capacidades parásitas ( $C_{fs}$ ) (fase-signal) sobre ambos conductores, muy próximos. Este acoplo provoca una tensión de error, cuyo valor depende del balance de impedancias en la carga. En el peor de los casos:

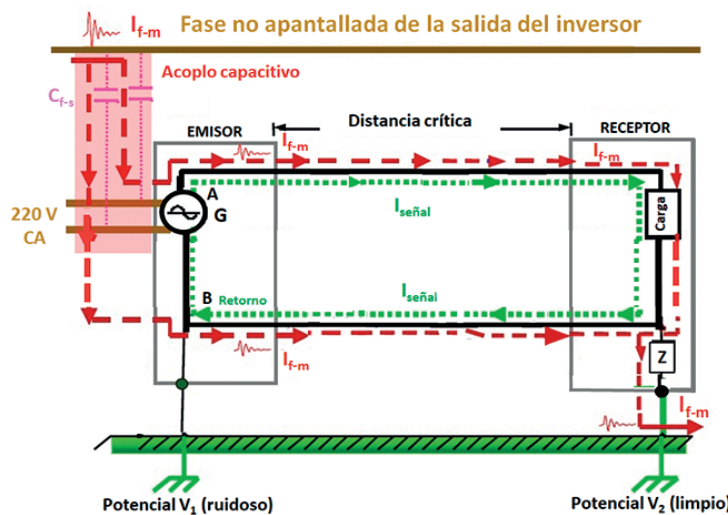


Figura 13. Corriente en CM acoplada capacitivamente a la alimentación del equipo sensible.  $C_{fs}$ : capacidades parásitas entre la fase y los conductores de señal y su retorno.

$$I_{f-m} \sim C_{fs} \cdot V_{f-m} / \Delta t_r$$

donde la capacidad  $C_{fs}$  es proporcional a la longitud en paralelo de los cables de salida del inversor y de los dos conductores de señal y a la distancia de separación entre ellos. Esta corriente  $I_{f-m}$  de alta frecuencia puede afectar al buen funcionamiento del circuito sensible. Las soluciones comunes para reducir las EMI acopladas en este caso son:

- Trenzar los dos conductores del circuito sensible juntos para proporcionar un acoplo capacitivo ( $C_{fs}$ ) equilibrado entre el conductor de señal y su retorno.
- Apantallar los conductores de señal para anular el acoplo capacitivo, para que el flujo de corriente de EMI se acople capacitivamente a la masa a través de la pantalla, en lugar de a través de los conductores de señal.
- Separar los conductores del circuito sensible del cable de salida no apantallado de la salida del inversor, físicamente o usando conductos o bandejas metálicas.
- Utilizar un cable de alimentación de red apantallado. También podría afectar a los conductores de señal.

### El acoplo en la entrada de red del equipo sensible

En el tercer caso, en la figura 13, los cables de alimentación de 220 VCA sin pantalla que alimentan el equipo sensible, situados en una bandeja de cables junto con el cable de entrada de red trifásica o el cable de salida sin pantalla del inversor, causan problemas de EMI cuando están presentes transitorios  $dV/dt$  de 10 kV/ms o más en los cables del inversor. Estos problemas son debidos al acoplo capacitivo a través de las capacidades  $C_{fs}$  (zona roja izquierda en la figura). La corriente  $I_{f-m}$  (líneas rojas) circula a través de las capacidades parásitas ( $C_{fs}$ ). En este caso, los conductores del circuito sensible están apantallados y la pantalla está conectada a masa en el lado de la carga. La corriente  $I_{f-m}$  se divide y pasa a través de las capacidades parásitas de la pantalla ( $C_{s-A}$  y  $C_{s-B}$ ) (zona roja inferior en la figura).

### La pantalla conectada en el lado del emisor

Si se apantallan los conductores del circuito sensible se reduce el acoplo capacitivo en las señales desde el ex-



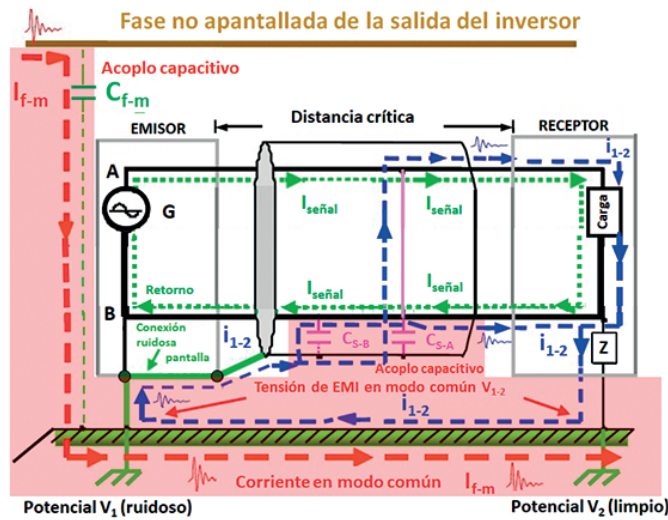


Figura 14. Acoplamiento de ruido: conexión de la pantalla en el emisor. A: conductor de señal, B: conductor de retorno, G: generador de señal.  $C_{s-B}$  y  $C_{s-A}$ : capacidades parásitas pantalla – conductores de señal.



Figura 15. Acoplamiento de ruido: conexión de la pantalla en el receptor. A: conductor de señal, B: conductor de retorno, G: generador de señal.  $C_{s-B}$  y  $C_{s-A}$ : capacidades parásitas pantalla – conductores de señal.

terior, pero pueden introducir EMI si la pantalla se conecta a un potencial de masa ruidoso.

En el cuarto caso, en la figura 14, los transitorios  $dV/dt$  del inversor en el Potencial ruidoso  $V_1$  (lado EMISOR) crean un transitorio de corriente en MC,  $i_{1-2}$  en el Potencial limpio  $V_2$  e induce una tensión de EMI en MC con valor igual a la intensidad  $i_{1-2}$  por la impedancia de la estructura de masa entre  $V_1$  y  $V_2$ .

La conexión de la pantalla en el Potencial ruidoso  $V_1$  causa una corriente en MC ( $i_{1-2}$ ) (línea azul) a través de la capacidad parásita de la pantalla ( $C_{s-A}$  y  $C_{s-B}$ ) (zona roja inferior en la figura),

creando EMI en la carga sensible. La corriente de masa  $i_{1-2}$  continúa a través del Potencial limpio  $V_2$  y vuelve al Potencial ruidoso  $V_1$ . El ruido en la carga debido a la EMI inducida por la pantalla se puede verificar desconectando la pantalla de la masa. Las soluciones en este caso pueden ser:

- Módulos de aislamiento galvánico u óptico de la señal.
- La inductancia en las líneas de alimentación reduce el tiempo  $t_r$  de la corriente  $I_{f-m}$  a masa, por lo que el Potencial ruidoso  $V_1$  está más cerca del Potencial limpio  $V_2$  y la diferencia de potencial  $V_{1-2}$  tiende a ser cero.

- Añadir un choque en MC atenúa ambas señales y conectar la pantalla en el lado del emisor del circuito. La inductancia del choque en MC en el camino de la masa  $i_{1-2}$  reduce el efecto del transitorio  $dV/dt$  en  $V_{1-2}$ , reduciendo el acoplamiento de  $i_{1-2}$  a través de las capacidades parásitas  $C_{s-A}$  y  $C_{s-B}$ , reduciendo las EMI en la carga sensible. Los choques en MC no afectan a la calidad de las señales circulantes en modo diferencial (MD).

### La pantalla conectada en el lado del receptor

En el quinto caso, el uso de una pantalla en los conductores de señal reduce el acoplamiento capacitivo, pero puede introducir EMI si la pantalla se conecta al Potencial TS de masa, si la fuente del equipo se referencia a la masa en el Potencial ruidoso  $V_1$ . (figura 15). Los rápidos transitorios  $dI/dt$  de la corriente  $I_{f-m}$  en MC (líneas rojas) provocan transitorios de tensión  $dV/dt$  en  $V_{1-2}$ , como se ha visto antes. En la figura 15 se muestran las rutas de la corriente  $i_{1-2}$  (líneas azules) debido a la diferencia de potencial  $V_{1-2}$  distinta de cero.

En el caso anterior, el extremo ruidoso  $V_1$  tenía un camino a través de la pantalla para acoplar las EMI en toda la longitud del cable de señal. En este caso, el extremo ruidoso  $V_1$  debe pasar primero por la impedancia de la masa de la fuente de alimentación del extremo del emisor, por lo que los niveles de EMI serán más bajos con esta configuración. Las soluciones del caso anterior anteriores también se pueden aplicar aquí.

La calidad de la señal se mejora conectando a masa la pantalla en ambos extremos en los casos de tener EMI en MC,  $dV/dt$  rápidos o oscilaciones (ringing) de alta frecuencia. La trenza de cobre de baja impedancia de la pantalla del cable apantallado está conectada en paralelo a la alta impedancia de masa entre  $V_1$  y  $V_2$ , forzando tener  $V_1 \sim V_2$ , por lo que la tensión de EMI en MC es  $V_{1-2} \sim 0$ .

La desventaja de la conexión a masa de la pantalla en los dos extremos es que se crea un bucle de masa entre  $V_1$  y  $V_2$ . Este bucle puede generar una alta corriente en la pantalla del cable, limitada por la resistencia de la pantalla. Otra desventaja es que el Potencial limpio  $V_2$  se contamina con el Potencial ruidoso  $V_1$  y puede afectar a otros equipos sensibles conectados al Potencial ruidoso  $V_2$ .

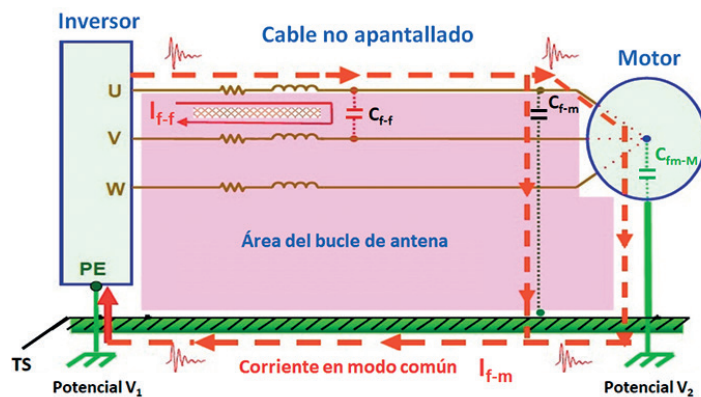


Figura 16. Área del bucle de antena de las emisiones radiadas.

### Las emisiones radiadas y conducidas

Los cables sin pantalla de la entrada y la salida del inversor actúan como antenas para los campos eléctricos debidos a los abruptos transitorios  $dV/dt$  con la modulación PWM. Las emisiones radiadas eficientes ocurren a partir de  $f = 1 / \pi \tau_f$  debido a los armónicos de mayor frecuencia. Los cables de entrada y salida sin pantalla del inversor llevan la corriente  $I_{f-m}$  en MC y pueden actuar como antenas de bucle (loop) para las emisiones radiadas, debido a las corrientes en estos cables, que regresan a través de la estructura de la masa (figura 16). Los choques en MC en los cables de salida del inversor y el uso de un cable apantallado reducen sustancialmente las EMI radiadas, pero el pleno cumplimiento de la normativa europea de CEM puede requerir filtros de EMI adicionales. La ruta de la corriente de la carga en modo

diferencial  $I_{f-f}$  también puede funcionar como una antena de bucle, si los cables de las fases no están dispuestos muy juntos, como se muestra en la figura 16. Para reducir las emisiones conducidas desde el inversor hacia la red eléctrica es habitual disponer de un filtro de red en su entrada.

### Las rutas de acoplo de ruido

La figura 6 mostraba las rutas de las corrientes de EMI en MC en un inversor cuando una instalación deficiente utiliza los tres conductores de las fases de salida sin pantalla, colocados aleatoriamente en una bandeja metálica (en una bandeja de plástico sería todavía peor) y se utiliza una conexión del cable de masa de la carcasa del motor a la masa local en el Potencia  $V_3$ . La estructura de masa muestra una alta impedancia a las corrientes de EMI de alta frecuencia

$I_{f-m}$ , de forma que se genera una tensión instantánea de EMI en MC a través de la estructura de masa entre el Potencial  $V_1$  y el Potencial  $V_3$ . La tensión en MC en el equipo sensible de control entre el Potencial ruidoso  $V_1$  de masa y el Potencial  $V_4$ , conectado al Potencial TS (tierra de seguridad). También aparece una tensión en MC entre la caja del tacómetro en el Potencial  $V_3$  y el Potencial de masa del inversor PE. El correcto funcionamiento del tacómetro depende del valor de la tensión en MC que se acople capacitivamente en el circuito del tacómetro, que se monta en el ruidoso bastidor del motor. El gráfico de la figura 11 puede ayudar a determinar la probabilidad de tener problemas de EMI en MC. Los usuarios de equipos adicionales que usan como referencia la estructura de masa (Potencial  $V_1$ , Potencial  $V_2$  o Potencial  $V_3$ ) también pueden tener problemas de tensión en MC. La capacidad de un equipo sensible para funcionar correctamente en presencia de EMI se determina, en última instancia, por su umbral del CMRR a la frecuencia de las interferencias.

### Conclusiones

Las malas prácticas de una incorrecta instalación del cableado pueden provocar problemas de emisiones radiadas y conducidas. Por lo tanto, es importante realizar una correcta instalación de los inversores y los motores para no tener problemas de interferencias con los equipos sensibles cercanos. Es conveniente conocer las rutas de circulación de las corrientes en MC para saber realizar una instalación correcta.

## REFERENCIAS

- Bodgan M. Wilamonski, J. David Irwin, "The industrial Electronics Handbook, Power Electronics and Motor Drives" CRC Press, Taylor & Francis Group, 2011
- Gary L. Skibinsky, Russell J. Kirkman, Dave Schelgel, "EMI Emissions of Modern PWM AC Drives", Rockwell Automation, December 1999
- EATON, "Applyind  $dV/dt$  filters with AFDs", App. Paper AP 043001EN.
- Jaroslaw Luszcz, "motor Cable Effect on the Converter-Fed AC motor Common Mode Current", Gdansk University, 2012
- D. Zhao J.A. Ferreira, H. Polinder, A. Roc'h, and F.B.J. Leferin, "Investigation of EMI Noise Transfer Characteristic of Variable Speed Drive System", Delft University of Technology, 2006
- Adam Kempski, Robert Smolenski, Ryszard Strzelecki, "Common Mode Current Paths and Their Modeling in PWM Inverter-Fed Drives", University of Zielona Gora, 2002
- YASKAWA, "Motor Bearing Current Phenomenon and 3-Level Inverter Technology", 2005
- Min Zhang, "Demystifying EMC in an Electric Vehicle's Drive Unit", Interference Technology, 2020
- Francesc Daura Luna "El cable entre el inversor y el motor según la CEM". Revista Española de Electrónica, Junio 2020