

UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERÍA

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA



**REDUCCIÓN DE ARMÓNICOS EN SISTEMAS DE GENERACIÓN
QUE USAN VARIADORES DE FRECUENCIA PARA CONTROLAR
ELECTROBOMBAS EN POZOS PETROLEROS**

INFORME DE SUFICIENCIA

PARA OPTAR EL TÍTULO PROFESIONAL DE:

INGENIERO ELECTRICISTA

PRESENTADO POR:

RALPH WILLIAM LEYVA OJEDA

**PROMOCIÓN
1991 - II**

**LIMA – PERÚ
2006**

**REDUCCIÓN DE ARMÓNICOS EN SISTEMAS DE GENERACIÓN
QUE USAN VARIADORES DE FRECUENCIA PARA CONTROLAR
ELECTROBOMBAS EN POZOS PETROLEROS**

DEDICADO A MI ESPOSA MÓNICA, MIS HIJAS
GLORIA, MÓNICA Y EN ESPECIAL A MI PEQUEÑA
HIJA LIBERTAD A QUIEN SE LO PROMETÍ ANTES
DE SU NACIMIENTO.

SEA ESTE ESFUERZO UN INCENTIVO EN SUS
FUTUROS.

SUMARIO

Este informe está basado en las experiencias que se han tenido en las Operaciones del Lote Petrolero 1AB, actualmente propiedad de PlusPetrol y antes de la Cía. Occidental Peruana Inc.

Refuerza lo mencionado en las secciones de la Problemática experimentada y Metodología para la Solución con una amplia base teórica, la cual ha sido en su mayoría recogida de las publicaciones IEEE, notas de clases del Ing. Manuel Carranza Arévalo, compañías dedicadas al rubro de las electrobombas de subsuelo para pozos petroleros y dedicadas al rubro de los grupos electrógenos. Muy poco se ha recogido de los textos universitarios debido a la falta de información en el tema.

Todo el historial de instalaciones de pozo (reportes de tiempo de operación de los pozos) y reportes de falla de pozos, ha sido recogido de la base de datos del Departamento de Ingeniería de Petróleos de PlusPetrol; mientras que, el historial de problemas en los grupos electrógenos y redes de distribución eléctrica ha sido recogido de la base de datos del Departamento de Mantenimiento y Generación de PlusPetrol.

ÍNDICE

PRÓLOGO	1
CAPÍTULO I	
PLANTEAMIENTO DE INGENIERÍA	
1.1 Descripción de la problemática de armónicos producidos por los variadores de frecuencia en electrobombas de fondo y en los grupos electrógenos que los energizan	4
1.2 Objetivos del Estudio	8
1.3 Evaluación del la problemática de armónicos producidos por los Variadores de Frecuencia	8
1.4 Limitaciones del Estudio	10
CAPÍTULO II	
MARCO TEÓRICO CONCEPTUAL	
2.1 Antecedentes de la problemática de armónicos	12
2.1.1 Problemas ocasionados por los armónicos en el lado de suministro de energía	12
2.1.2 Problemas ocasionados por los armónicos en el equipo de fondo	16

2.2	Bases Teóricas	23
2.2.1	Efectos de los armónicos de VFDs en el lado del Suministro de Energía	23
2.2.2	Efectos de los armónicos en Electrobombas Verticales Sumergidas	28
2.2.3	Efectos de los armónicos en transformadores	34
2.2.4	Cálculo del factor K	38
2.2.5	Efectos de los armónicos en los grupos electrógenos	40
2.2.6	Límites de contenidos de armónicos permitidos	44
2.2.7	Comparación entre las topologías de unidades convertidoras de los variadores de frecuencia en el lado del suministro de energía	47
2.2.8	Comparación entre las topologías de unidades inversoras de los variadores de frecuencia en el lado de la electrobomba sumergida	54

CAPÍTULO III

METODOLOGÍA PARA LA SOLUCIÓN DEL PROBLEMA

3.1	Configuraciones alternativas para reducir los efectos de los armónicos	64
3.1.1	Cronología de Equipos utilizados	66
3.2	Configuraciones a utilizar	73
3.2.1	Configuración para pozos petroleros energizados con grupo electrógeno aislado (satélite)	73
3.2.2	Configuración para pozos petroleros energizados a través de la red de suministro eléctrico o cercanos a centrales eléctricas	74

CAPÍTULO IV**ANÁLISIS Y PRESENTACIÓN DE RESULTADOS**

4.1	Discusión de resultados en la configuración puesta en marcha en la Nueva Mini Central Eléctrica de la Batería de Producción de Petróleo "Carmen"	76
4.2	Discusión de resultados en la configuración puesta en marcha en la Estación Eléctrica del Pozo Petrolero "Dorissa 14"	86
4.3	Comparación de las experiencias con el marco teórico	91
4.4	Análisis Económico	98
CONCLUSIONES		103

ANEXOS

- ANEXO A: Variador de frecuencia Schlumberger SWD con filtro capacitivo incorporado 1000 kVA (6 pulsos no controlado / PWM)
- ANEXO B: Variador de frecuencia Centrilift Electrospeed ICS 875 kVA (6 pulsos con SCRs / 6 pasos)
- ANEXO C: Datos técnicos y fotos del transformador desfasador 30 °

BIBLIOGRAFÍA

PRÓLOGO

El propósito del presente trabajo es mostrar que es factible resolver los problemas ocasionados por los armónicos producidos por los variadores de frecuencia utilizados en los procesos y reducir en gran medida (aceptable por la Norma IEEE 519 1992) el contenido armónico.

Para lograr ello, primero hemos descrito toda la problemática acarreada por tener en las instalaciones alto contenido armónico; seguidamente se han expuesto casos reales de daños directamente relacionados al alto contenido armónico, esta data es recogida de la base de datos de PlusPetrol a lo largo del tiempo.

Esperando haber concientizado al lector con el problema de los armónicos, se expone las bases teóricas relacionadas a dicha problemática. Como se mencionó en el sumario, muchos de los temas expuestos son recogidos de publicaciones de la IEEE, compañías dedicadas al rubro de variadores de frecuencia, de electrobomba de subsuelo para pozos petroleros, de grupos electrógenos y notas del curso pertenecientes al Ing. Manuel Carranza Arévalo, profesor de la Universidad Nacional de Ingeniería, Lima – Perú.

En sí, la metodología que se llevó a cabo en las instalaciones de PlusPetrol para resolver los problemas de los armónicos se ha basado en la adquisición de nueva tecnología en variadores de frecuencia y seguimiento de las recomendaciones de las publicaciones al respecto, sobretodo para resolver los problemas de armónicos en el lado del suministro eléctrico, problemas que fueron dejado de lado por mucho tiempo. Esta forma de actuar por sí misma nos ha costado miles de dólares a lo largo del tiempo pero es que la tecnología avanza y cada vez es mejor que ayer, de igual manera las publicaciones especializadas al respecto. En el transcurso de la espera por nueva tecnología, se hicieron trabajos como mejora de las puestas a tierra con algunos resultados nada comparados con los conseguidos con el cambio de equipamiento.

El estudio se limita a la aplicación de variadores de frecuencia en pozos petroleros, los cuales llevan electrobombas verticales sumergidas a 3 kms, las cuales son alimentadas a través de cables hasta llegar a la subestación eléctrica en la superficie. No es la intención del estudio ahondar en los detalles teóricos de los variadores de frecuencia pero si en su comportamiento al controlar pozos.

En el Capítulo I titulado "Planteamiento de Ingeniería", se describe la problemática ocasionada por el alto contenido armónico tanto en el lado del suministro eléctrico como en el lado del equipo de subsuelo, y se prosigue haciendo una evaluación de dicha problemática desde el punto de vista las fallas que ocasionan en el equipo de fondo más que nada. Se enfoca la evaluación en el equipo de fondo pues la reparación de un pozo petrolero es muy costosa y va desde los US\$ 330,000 hasta los US\$ 550,000.

En el Capítulo II titulado "Marco Teórico Conceptual", se exponen todos los problemas que se han tenido relacionados con armónicos. Acto seguido se agregan las bases teóricas donde se explica como afectan los armónicos a los diversos equipos del sistema eléctrico del pozo, se analizan los efectos en el grupo electrógeno, en el transformador elevador (a la salida del VFD), en la electrobomba sumergida. Además se adicionan las tablas de límites de armónicas recogidas de la Norma IEEE 519 1992.

En el Capítulo III titulado "Metodología para la Solución del Problema" se explica la forma en que se ha abordado el problema de armónicos en el Lote AB, además que se expone las características más saltantes de los variadores de frecuencia que se han utilizado a lo largo de los años. Por último, para las dos principales configuraciones de equipo de superficie que tenemos en los pozos petroleros, se sugiere el equipamiento ideal que cumple con el objetivo de reducir armónicos y por ende, problemas asociados.

El capítulo IV titulado "Análisis y Presentación de Resultados" analiza las mediciones realizadas en dos pozos representativos como son: Carmen 1502 y el Dorissa 14, debido a que ellos son los que usan los dos equipos que a lo largo del presente estudio se han mencionado como cruciales para la lucha contra los armónicos: el transformador desfasador 30 ° y el VFD PWM con filtro capacitivo incorporado. Así mismo, de acuerdo a los datos de componentes armónicos obtenidos en el campo para los pozos en mención, se hace la comparación con lo que debería obtenerse según la teoría, sacando las conclusiones pertinentes.

Al final del capítulo IV se realiza un sencillo análisis económico enfocado principalmente en los beneficios obtenidos en el equipo de fondo versus la inversión en el VFD. No se toma en cuenta los beneficios obtenidos en el suministro eléctrico por no ser relevantes comparados con los beneficios obtenidos en el equipo de fondo.

CAPÍTULO I

PLANTEAMIENTO DE INGENIERÍA

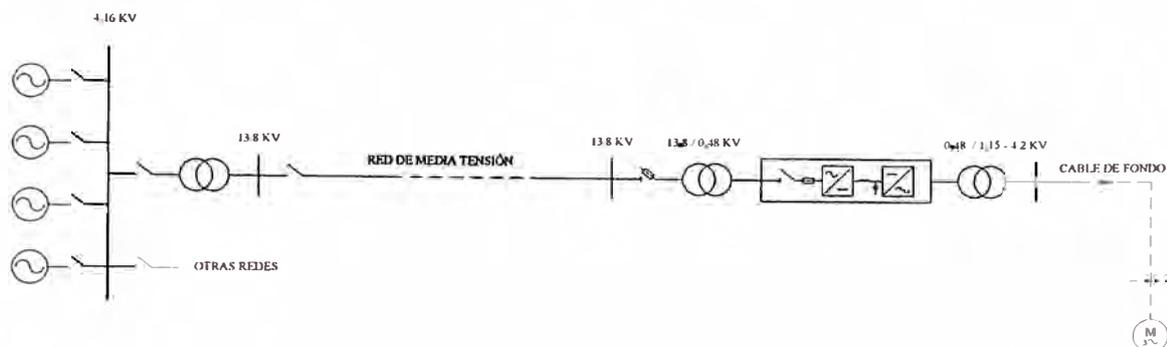
1.1. Descripción de la problemática de armónicos producidos por los variadores de frecuencia en electrobombas de fondo y en los grupos electrógenos que los energizan

Para extraer el petróleo del subsuelo Pluspetrol Norte utiliza electrobombas verticales de media tensión sumergidas a profundidades entre 1 y 3.4kms, las cuales son energizadas desde la superficie con configuraciones de equipamiento de suministro eléctrico. Con el propósito de evitar daños en el cable de fondo por la alta corriente de arranque y evitar inestabilidad angular en las Centrales durante el arranque por el alto torque, se ha venido usando configuraciones que requieren del variador de frecuencia para el arranque suave y el control de las rpm. de la electrobomba principalmente.

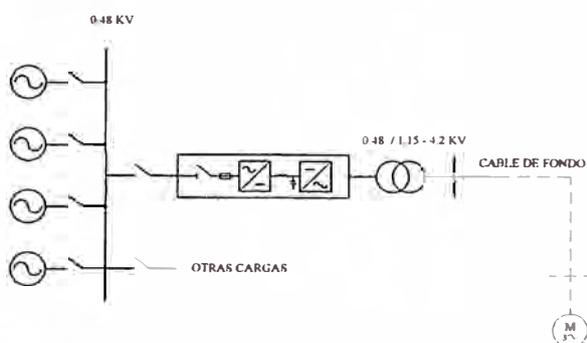
Las configuraciones que usan al variador de frecuencia como controlador de las rpm de las electrobombas son las siguientes:

- Configuración 1: Central Eléctrica – Línea de Media Tensión 13.8KV – Transformador Reductor 13.8/0.48KV – Variador de Frecuencia 0.48KV – Transformador Elevador 0.48/1.15–4.2KV – Cable de Fondo 4KV – Electrobomba.
- Configuración 2: Central Eléctrica – Variador de Frecuencia 0.48KV – Transformador Elevador 0.48/1.15–4.2KV – Cable de Fondo 4KV – Electrobomba.

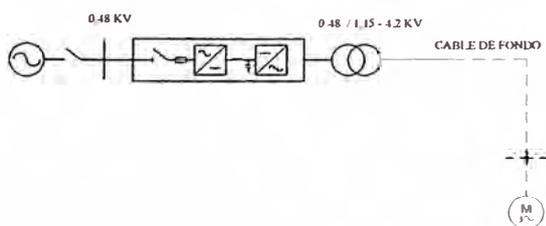
- Configuración 3: Grupo Electrónico 0.48KV – Variador de Frecuencia 0.48KV – Transformador Elevador 0.48/1.15–4.2KV – Cable de Fondo 4KV – Electrobomba.



CONFIGURACIÓN 1



CONFIGURACIÓN 2

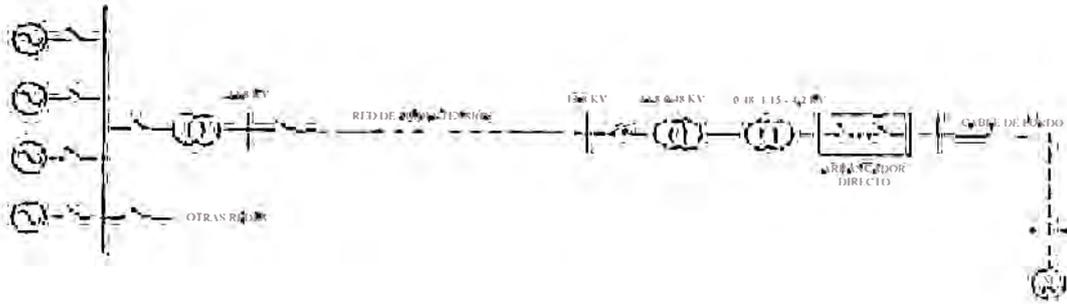


CONFIGURACIÓN 3

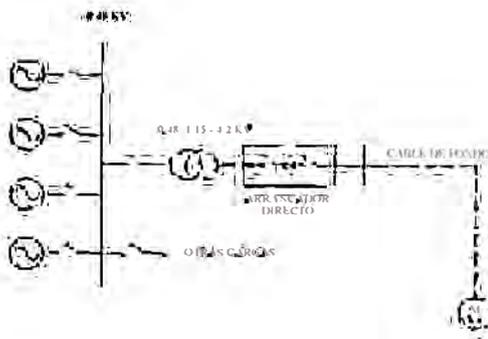
Fig. 1.1: Unifilares de las configuraciones que usan variador de frecuencia como controlador de las rpm de las electrobombas

Adicionalmente a las anteriores, tenemos configuraciones que emplean arrancadores directos de media tensión (5KV) en pozos cuya frecuencia de operación es 60 ± 2 Hz, con los cuales se garantiza la calidad de la energía suministrada al equipo de fondo a costo del envejecimiento prematuro del aislamiento del conjunto cable de fondo – motor en cada arranque.

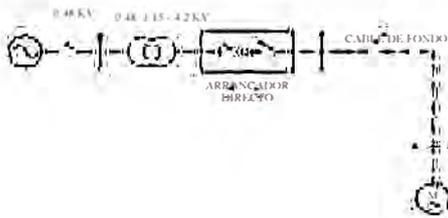
En la Figura N° 1.2 podemos apreciar las configuraciones con arrancadores directos en media tensión.



CONFIGURACIÓN 4



CONFIGURACIÓN 5



CONFIGURACIÓN 6

Fig. 1.2: Configuraciones con arrancadores directos en media tensión

Debido a que la producción del petróleo es proporcional a las rpm de giro de la electrobomba, es muy importante controlarla; es por ello que se requiere del uso de los variadores de frecuencia. Sin embargo, estos equipos que son muy útiles traen consigo problemas que afectan tanto al lado de la generación eléctrica como al lado de la utilización, en este caso, a la electrobomba sumergida.

Podemos enunciar algunos de los problemas que hemos tenido en el lado de la generación eléctrica:

- Sobrecalentamiento de los generadores eléctricos por el exceso de energía reactiva exigida para abastecimiento de la demanda.
- Desbalance de tensiones entre fases en las líneas de Distribución en Media Tensión, con el consecuente perjuicio en electrobombas de pozos donde no se usan variadores de frecuencia.
- Degradación del factor de potencia.
- Sobrecalentamiento de cables de potencia en baja tensión y del cable de tierra.
- Sobrecalentamiento de los transformadores que no son diseñados con el factor K adecuado.
- Deterioro del aislamiento por sobretensiones.
- Mal funcionamiento de los equipos electrónicos: reguladores de voltaje, gobernadores de velocidad, módulos de control automático de puesta en paralelo y reparto de carga; todo ello empeorado por la baja calidad de la puesta a tierra y del conexionado usado para poner a tierra esos equipos electrónicos.
- Mal funcionamiento de los equipos de medición a inducción usados en los paneles de grupos electrógenos. ⁽¹⁾

De manera similar y en términos económicos más impactantes, los daños ocasionados en el equipo de fondo (cable 4KV + electrobomba sumergida) que hemos tenido son los siguientes:

- Fenómenos de oscilación torsional lo cual nos ha originado algunas fallas por roturas de los ejes de las electrobombas verticales.

- Sobrecalentamiento del motor vertical, lo cual nos ha obligado a operarlos con derating.
- Deterioro del aislamiento del cable de fondo como del motor vertical debido a las sobretensiones presentes en los escalones de la onda cuadrada de la salida del variador.
- Todo lo anterior ha originado que el tiempo de vida de los equipos de fondo que usan variadores de frecuencia sea corto. ⁽²⁾

1.2. Objetivos del Estudio

El objetivo del presente estudio es exponer toda la experiencia sobre operación de variadores de frecuencia que se ha tenido en el Lote petrolero 1AB, actualmente propiedad de la Cía. PlusPetrol Norte S.A.; antes perteneciente a Occidental Peruana Inc.

Para lograr dicho objetivo, se presentará toda la problemática experimentada, las soluciones y mejoras logradas a lo largo del tiempo para que al final, siempre respaldados por un extenso marco teórico, proponer las mejores alternativas para lograr la reducción de los contenidos armónicos tanto en el lado del suministro eléctrico como en el lado del equipo de subsuelo.

Esta constante busca de alternativas técnicas han hecho que nuestros costos de mantenimiento y operación de pozos petroleros disminuyan.

1.3. Evaluación del la problemática de armónicos producidos por los Variadores de Frecuencia

De la base de datos del Departamento de Ingeniería de Petróleo de Pluspetrol se han analizado los reporte de fallas de los pozos instalados desde el 1ro. de Enero de 1996 hasta el 31 de Diciembre del 2,003, descartando del muestreo a los pozos que tuvieron una vida menor de 45 días; para hacer la comparación del tiempo de vida del equipo de fondo (cable de subsuelo + electrobomba sumergida).

Se han trabajado con 401 instalaciones de un total de 1,144 realizadas en el Lote 1AB desde 1,985. También se ha diferenciado si el equipo de fondo estuvo trabajando con generador satélite (aislado de exclusividad para el pozo) o si estuvo siendo energizado desde la red de distribución eléctrica. ⁽³⁾

TABLA N°1.1: Estadística de Instalaciones de Pozos

Suministro	Controlador del Pozo	Nro de Instalaciones	Total de días de Operación	Días de Operación promedio por instalación
Generador Satélite	Variador de Frecuencia	123	52,893	430
	Arrancador Directo	201	147,385	733
Red de Distribución	Variador de Frecuencia	31	19,127	617
	Arrancador Directo	46	37,157	808

De este interesante cuadro podemos concluir lo siguiente:

Las paradas de pozo son perjudiciales para el equipo de fondo, es por ello que se nota gran diferencia entre los tiempos de vida de pozos energizados con red eléctrica y los energizados por grupos satélites independientemente si son controlados por variadores de frecuencia o por arrancadores directos. Es por ello que la mejora en la tecnología de los VFDs es muy importante pues con ello se consigue mejor confiabilidad y por lo tanto, menores fallas de los mismos.

Independientemente del suministro eléctrico, los tiempos de vida en instalaciones con arrancadores directos son mayores que los de instalaciones con variadores de frecuencia. Ello definitivamente se debe a la mejor calidad de energía que recibe el equipo de fondo cuando es controlado con el arrancador directo. Luego, es un objetivo importante controlar los pozos petroleros con variadores que tengan menor contenido armónico.

Una componente importante en las paradas de pozos por falla en los variadores de frecuencia es la distorsión armónica que éstos introducen en

el suministro eléctrico, ya sea en el generador satélite o en la red eléctrica. Efectivamente, las distorsiones armónicas introducidas en el suministro eléctrico ocasionan que éste proporcione energía con desbalances de voltaje, lo cual es muy perjudicial para el VFD.

Todo lo anterior redundará en altos costos de operación y mantenimiento de los pozos petroleros, lo cual, sumado al hecho de que los pozos petroleros envejecen, es decir, que la proporción entre el agua y petróleo extraído de los mismos aumenta con los años; hacen que los análisis económicos para las reactivaciones salgan negativos y por lo tanto, se decida su no intervención ante una falla del equipo de fondo.

La tabla a continuación nos da una idea de los costos que se manejan para reparar un pozo petrolero. En ella no se ha considerado el costo del cable de fondo ni de tuberías.

TABLA N ° 1.2: Costos de Servicios de reparación de Pozos

Servicios de Pozo	M.O./día	Duración	Costo M.O.
Pulling (Cambio de cable de fondo y electrobomba)	\$10,000	8	\$80,000
Workover (Cambio de cable de fondo, electrobomba, baleos y reparaciones en las tuberías)	\$12,000	25	\$300,000
Costo de Electrobomba	\$250,000		

Cuando el cable de fondo o la electrobomba falla se procede a efectuar un pulling pero, si la falla es por rotura de las tuberías del pozo además de la falla que implica un pulling, se procede a un workover.

1.4. Limitaciones del Estudio

El Estudio se enmarca en la aplicación de variadores de frecuencia para controlar electrobombas verticales bajo suelo (aproximadamente a 3 kilómetros) y se limita a demostrar mediante mediciones de campo la baja calidad de la energía suministrada a dichas electrobombas, así como el deterioro inducido en la generación y, por último, también mediante mediciones de campo, demostrar

las mejoras al usar transformadores desfasadores a la entrada del variador de frecuencia y filtros a la salida de éste.

En el avance, se exponen algunos de los problemas más importantes que hemos tenido a causa de los armónicos generados por los variadores de frecuencia y se agrega además, una amplia base teórica que respalda lo desarrollado en el estudio.

CAPÍTULO II

MARCO TEÓRICO CONCEPTUAL

2.1 Antecedentes de la problemática de armónicos

2.1.1 Problemas ocasionados por los armónicos en el lado de suministro de energía

- ***Arranque de Pozo Jibarito 1102 (Pozo nuevo)***

Este pozo fue perforado en el año 2002 y para su primer arranque se usó la configuración 3 y el detalle de equipos en la Tabla N ° 2.1.

La electrobomba fue arrancada a 60Hz con un consumo de 487KW y se observó oscilaciones en el voltaje del generador, además del flicker en la iluminación de la caseta de equipos de superficie. Este problema se transmitía al equipo de fondo pues en la carta amperimétrica a la salida del variador de frecuencia se notaba un trazo grueso inusual, lo que constituía un estado de operación inaceptable de la electrobomba.

Cabe hacer notar que el grupo D398 puede operar continuamente con 500KW y el regulador de voltaje SR8 requiere de 220V como suministro por lo que se usa un transformador reductor, además usa un módulo de refuerzo para la excitación.

Este grupo electrógeno si estuviese suministrando energía a un arrancador directo en vez del variador con las mismas condiciones de operación no hubiese tenido problemas; es más, hubiese soportado el arranque de la electrobomba.

Al final, se cambió el grupo D398 por uno de mayor potencia y más velocidad con regulador de voltaje Basler SR4 cuyo suministro de energía es proveniente de las fases y transformador de control 480/110V.

Tabla N° 2.1: Detalle de equipos para el arranque del pozo Jibarito 1102

Grupo Electrónico	
Motor Diesel	Marca Caterpillar, modelo D398, 8 cilindros, 970HP, 1200rpm, gobernador de velocidad Woodward EG3P tipo hidráulico, tipo de inyección a precámaras turboalimentado.
Generador	Marca Lima, 640KW, 277 / 480V, 60Hz, 1200rpm, regulador de voltaje Basler SR-8 (220V) con booster de excitación.
Variador de Frecuencia	Marca Centrilift, 875 KVA, 6 pasos, 2 unidades convertidoras a tiristores, 2 unidades inversoras a transistores IGVT, tipo de onda cuadrada, 0 - 95Hz
Transformador Elevador	Marca Esco, 1000KVA, 480 / 1150 - 4283V, Vcc 6.37%, factor K desconocido, grupo dY0, 6 - 90Hz
Cable de Fondo	Marca REDA, modelo REDALED, 1 AWG, longitud 2.2 Kms, caída de voltaje 215V (60Hz)
Electrobomba Vertical de fondo	
Motor Eléctrico	2 motores en serie Marca REDA, 3-fases, 360HP, 2125V, 115.6 Amps, eficiencia 0.85, Máx Hz 65
Bomba Vertical	1 bomba marca REDA, modelo GN-7000, 189 etapas, 2.54HP por etapa

- **Minicentral Eléctrica Huayuri**

La Minicentral de Huayuri está conformada por 6 grupos electrógenos Caterpillar: 2 D3512, 3 D3412 y 1 D398; con una potencia efectiva de 2.93MW trabajando a 480V y 60Hz. La Minicentral está suministrando energía a 7 pozos petroleros y cargas auxiliares con un total de 2.41MW en demanda. Uno de los pozos, el Huayuri 2 usa variador de frecuencia.

La figura N° 2.1 nos muestra el esquema unifilar de la Minicentral.

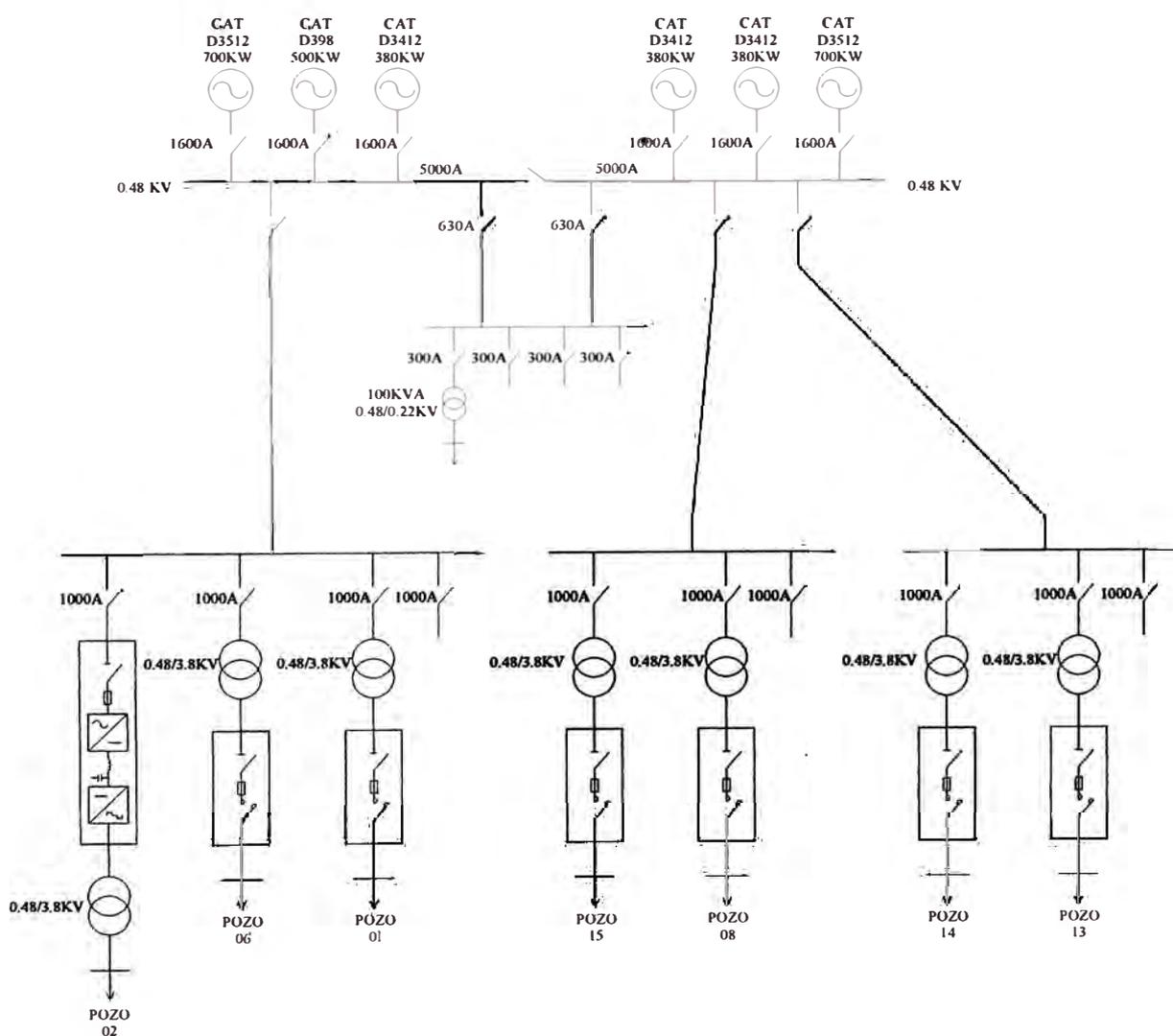


Fig. N° 2.1: Unifilar de la Minicentral Eléctrica de Huayuri

Cabe resaltar que el estudio para la Minicentral de Huayuri fue realizado por la compañía SCHLUMBERGER y encontró notching en la barra principal, alto nivel

de armónicas, bajo factor de potencia, desbalance de voltaje y oscilaciones de frecuencia.

Los pozos 1, 6, 8, 13, 14 y 15 poseen arrancadores directos con un módulo de control K095 que sirve de protección, control y medición. Los K095 detectaron alto desbalance ($>5\%$) a la entrada de estos arrancadores directos, además de alto desbalance en la corriente (entre 10 y 15%). Definitivamente, el bajo factor de potencia estaba obligando a que los generadores incrementen la demanda de reactivos lo que traería problemas de calentamiento a los generadores si ellos estuviesen cargados a más del 85%.

El notching es perjudicial para los equipos electrónicos de sincronización y regulación ya que muchos de ellos se basan en la cantidad de veces que la onda cruza por cero. En este caso, la onda de voltaje cruza el cero 5 veces por ciclo en lugar de 3 veces que es lo común. ⁽⁴⁾

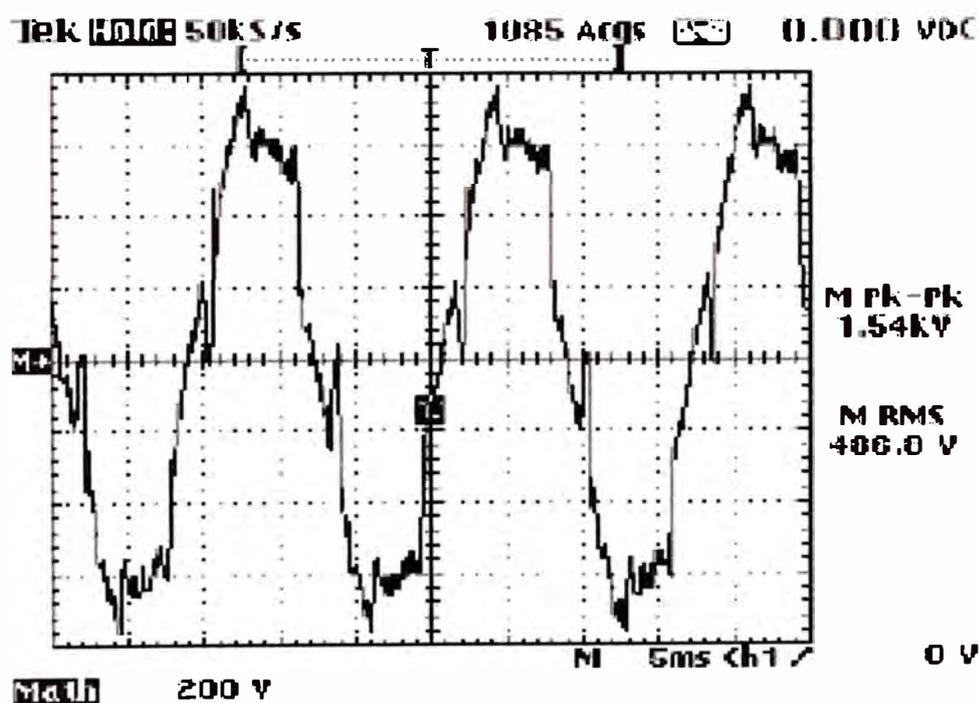


Diagrama Voltaje a la entrada del VSD

Fig. Nº 2.2: Forma de onda (fases AB) en la derivación al pozo 2 de Huayuri

El desbalance de voltaje si es un problema común de los armónicos en equipos de gran potencia y ello se debe a que las Minicentrales en el Lote 1AB usan

reguladores de voltaje electrónicos BASLER y como sabemos, ellos toman como referencia a la tensión entre líneas.

Poco es el efecto de los armónicos en la frecuencia (60 ± 0.1) pero es una consecuencia de su influencia en los reguladores de voltaje ya que, los gobernadores de velocidad electrónicos WOODWARD 2301A con reparto de carga requieren de la tensión y corriente de las líneas como referencia.

2.1.2 Problemas ocasionados por los armónicos en el equipo de fondo

- **Sobretensiones en el pozo Jibarito 1102**

Cabe resaltar que lo que sigue a continuación es un extracto del estudio llevado cabo por la compañía SCHLUMBERGER en los campos petroleros de PLUSPETROL en Marzo del 2003.

El estudio hecho por SCHLUMBERGER se enfocó principalmente en las sobretensiones producidas por los variadores de frecuencia y que son dañinas para el aislamiento tanto del cable de fondo como del motor vertical debido a la resonancia.

Estas sobretensiones se dan en los lados izquierdos de los escalones de la onda de salida del variador, en donde también se puede notar que éstas son acompañadas de oscilaciones que se atenúan hasta desaparecer. De las mediciones hechas en varios pozos, se observó que las sobretensiones se encuentran entre 10 y 20% y se consideran pequeñas pero, en algunos casos podrían exceder la capacidad de los cables de fondo o del motor, acelerando el debilitamiento del aislamiento.

El pozo Jibarito 1102, estaba operando con 60Hz pero su frecuencia máxima de diseño era 65Hz. Con 60Hz las formas de ondas eran:

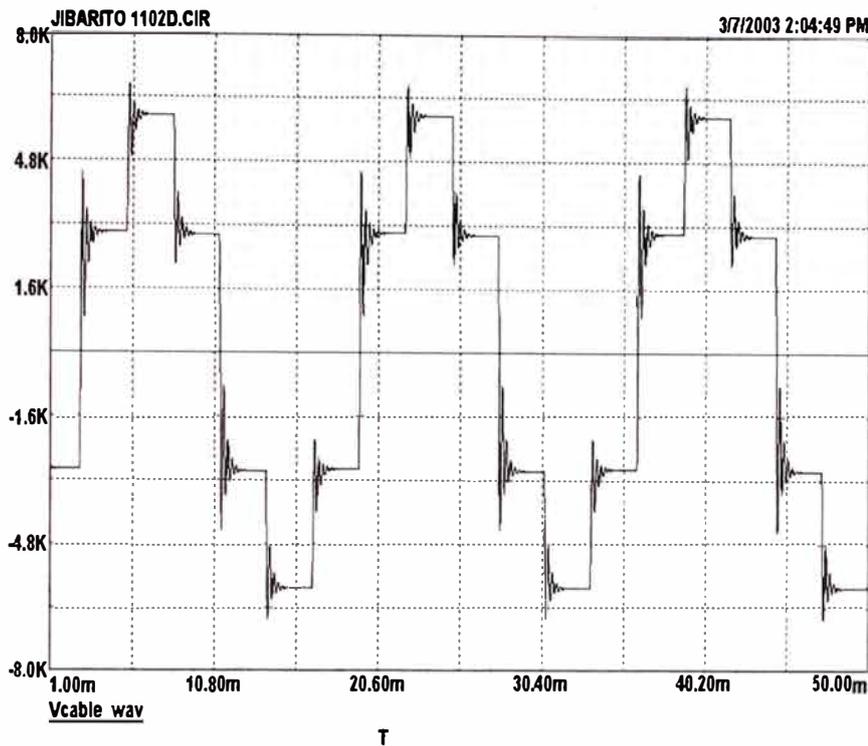


Fig. N° 2.3: Forma de onda fase(A) a neutro a la salida del variador de frecuencia

El voltaje máximo alcanza los 6.7KV. Los motores verticales son sometidos a un test de 6KV por lo que ese es el máximo valor de cualquier sobretensión. Asimismo, los cables de 4KV son sometidos a pruebas de $4 \times \sqrt{2} = 5.7KV$. Luego, a la frecuencia de operación el conjunto cable de fondo-motor está siendo sometido continuamente a picos de sobretensión que sobrepasan sus límites de test, ello conlleva a prematuras fallas del aislamiento. Es más, no podríamos operar el conjunto a 65Hz pues las sobretensiones alcanzarían los 7.2KV.

Se hizo el cálculo y se determinó que el conjunto no debía operar a más de 50Hz para no exceder los límites del cable, que es el elemento que soporta menores sobretensiones.

En el estudio hecho por SCHLUMBERGER también se obtuvo la siguiente gráfica:

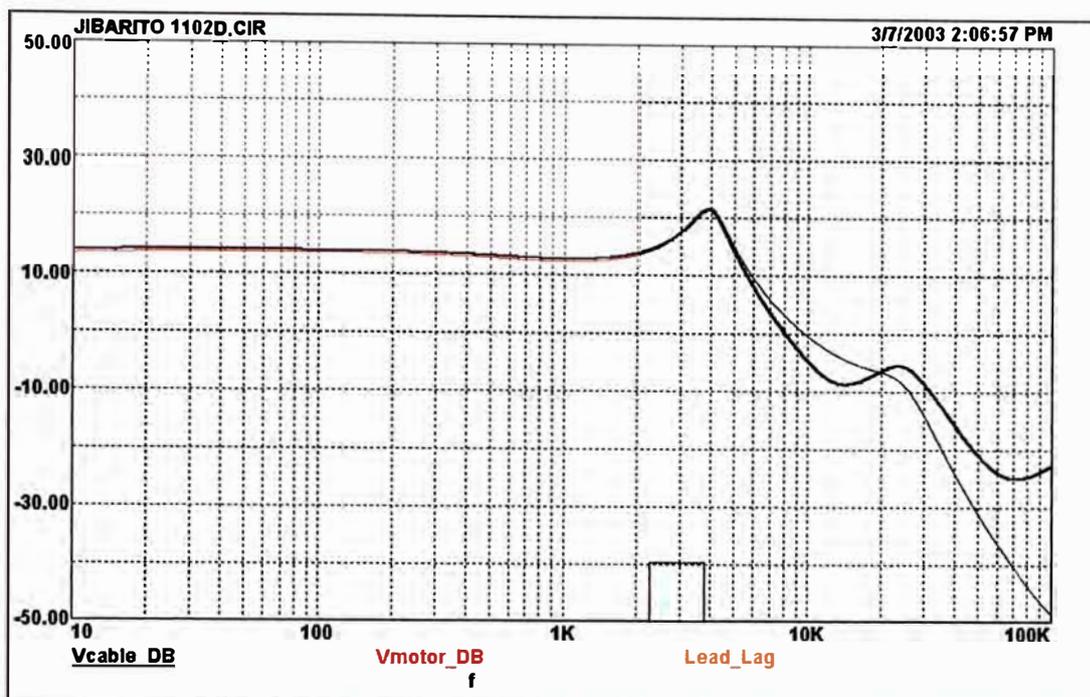


Fig. N° 2.4: respuesta en frecuencia del conjunto cable de fondo (negro)-motor (rojo)

En ella vemos que el conjunto entra en resonancia a 3916Hz y debido a que en la salida del variador hay armónicos (de muy pequeña magnitud) de orden cercano a la frecuencia natural, éstos se amplifican y pueden ser apreciados en la forma de onda escalonada (figura 2.3). Ellos se constituyen en las sobretensiones que soporta el conjunto cable de fondo – motor. ⁽⁵⁾

Esta prueba fue realizada usando el equipo Analizador de Resonancia R991 de Schlumberger, con el cual se inyecta un pequeño voltaje de frecuencia variable entre terminales del transformador elevador para obtener la gráfica en Bode ($20 \log(V_{\text{salida}}/V_{\text{entrada}})$).

- **Falla prematura de motores del equipo de fondo del Pozo “Dorissa 13”**

Este pozo estaba dotado de un grupo electrógeno Caterpillar para el suministro de energía eléctrica, el cual trabajaba a exclusividad del pozo, es decir, no tenía ninguna conexión con red eléctrica alguna (“grupo satélite”). La configuración del sistema es similar a la configuración 3.

El VFD que controlaba al pozo era de manufactura Schlumberger SpeedStart PWM sin filtro. La instalación se puso en operación el 13 de Marzo del 2,002 y falló el 12 de Junio del 2,002 luego de 91 días de operación.

Al momento del arranque se puso a comprobar con el instrumento analizador de redes Fluke 43B que los armónicos de orden superior (>30) eran muy altos (hasta el 20% de la fundamental) pero aún así se decidió dejar operando al nuevo VFD.

El reporte de falla atribuyó la falla del equipo de fondo a sobrecargas producto de los continuos arranques y paradas que tuvo el sistema a causa de fallas continuas en el grupo electrógeno pero luego, tras obtener información técnica acerca de los variadores de frecuencia con topología inversora PWM sin filtro, se entró en razón y se atribuyó la falla a los armónicos provenientes del variador.

Todo el análisis se centra en el Pot Head que es el conector entre el cable de fondo a la cabeza del motor superior (la instalación tenía dos motores en serie). La cabeza del motor superior o Motor Head es el conector de los bobinados con el Pot Head. Ambos Pot Head y Motor Head se enchufan y se aseguran para darle suministro eléctrico a los motores.

La conclusión final fue que los picos de la onda de salida del VFD deterioraron a los cables dentro del Pot Head ocasionando cortocircuito.

A continuación se muestran un extracto del reporte de inspección del equipo fallado:

Pozo Dorissa 13 – Duración del Equipo de Subsuelo: 91 días

Reporte de Inspección del Equipo de Subsuelo Andoas – junio 2002

El equipo de subsuelo del Pozo Dorissa 13 fue instalado el 13 de Marzo del 2002, falló el 12 de Junio del 2002 después de 91 días por sobrecarga eléctrica.

Se procede a revisar la conexión de la cabeza terminal del cable a la cabeza terminal del motor superior:



Fig. N° 2.5: Conexión entre Motor Superior y Cable de Fondo

Se puede notar en la figura que ya no existe recubrimiento epóxico en el tope, el cual sirve para sellar a la cabeza terminal del cable de fondo.

Luego de desconectar cada fase de la cabeza terminal del cable, se encontró la cinta de algodón quemada y con color negruzco.

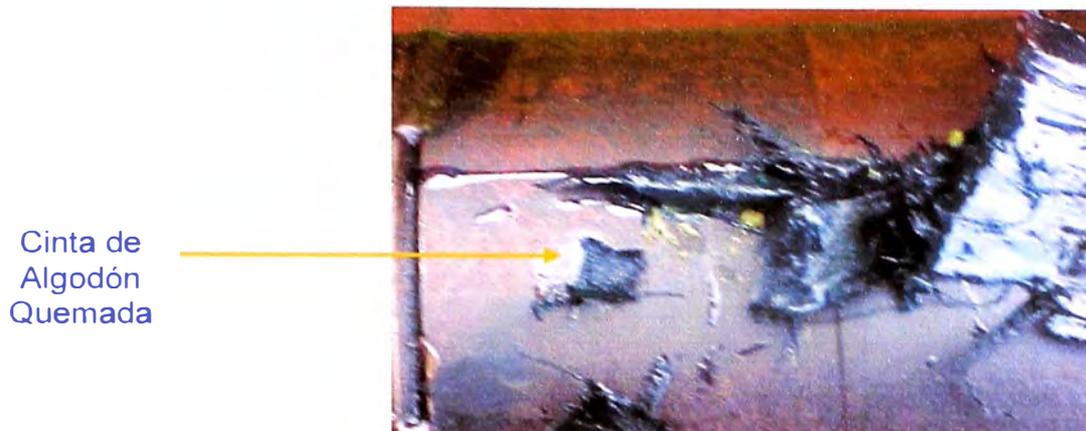


Fig. N° 2.6: Daños en el recubrimiento del cable cerca a la cabeza terminal del mismo

Los conectores de la cabeza terminal del cable se encontraron con diferentes coloraciones rojizas.



Fig. N° 2.7: Brida de conexión de la cabeza terminal del cable de fondo

Se procede a cortar la cabeza terminal del cable de fondo para verificar si allí hubo cortocircuito:



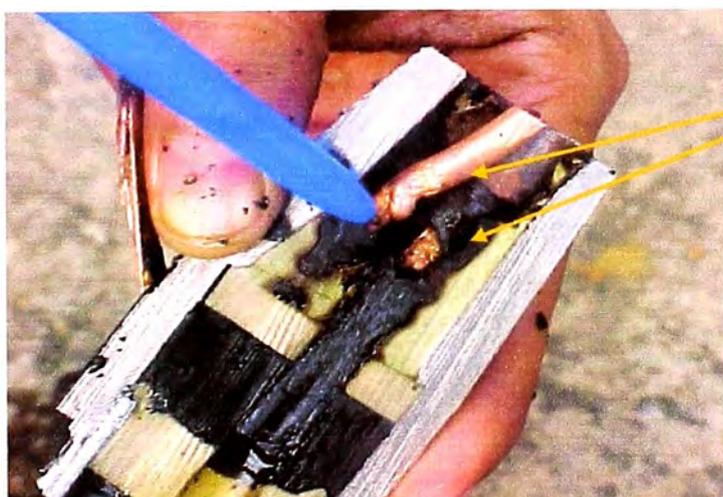
Fig. N° 2.7: Corte de la cabeza terminal del cable de fondo

Luego del corte se encuentran las tres fases en cortocircuito y el recubrimiento epóxico quemado.

Daño en la fase y
Epoxy Quemado



Fig. N° 2.8: Evidencias de cortocircuito en la cabeza terminal del cable de fondo



Corto

Fig. N° 2.9: Evidencias de cortocircuito en la cabeza terminal del cable de fondo

2.2 Bases Teóricas

2.2.1 Efectos de los armónicos de VFDs en el lado del Suministro de Energía (6)

Cuando se especifique un VFD, es deseable no introducir problemas al sistema de suministro de energía, los cuales, podrían afectar al resto de los usuarios del sistema. Efectos indeseables son principalmente un factor de potencia pobre y la alta distorsión de la corriente de entrada. El factor de potencia pobre da lugar a altos niveles innecesarios de corriente de entrada. La distorsión en corriente de entrada que se inyecta al sistema puede reducir la vida de otro equipo conectado al sistema o causar mal funcionamiento de los equipos electrónicos.

- **FACTOR DE POTENCIA EN LA ENTRADA DEL VFD**

El Factor de Potencia en la entrada de cualquier instalación es por definición el ratio de la potencia real enviada medida en kilowatts (KW) a la potencia aparente enviada medida en kilo-volt-amps (KVA). Este es conocido como el **Factor de Potencia Total (FPT)**.

En el caso de cargas tradicionales de motores, este se reduce al desplazamiento en el tiempo o el ángulo de fase entre las formas de onda del voltaje y la tensión. El coseno del ángulo de desplazamiento es conocido como el **Factor de Potencia de Desplazamiento (FPD)**. Si no hay presente cargas armónicas, el FPD multiplicado por la potencia aparente en KVA proporciona la potencia real en KW. Cuando existen armónicos, la obtención del factor de potencia se convierte ligeramente más complejo, y consta de tres factores. En adición a la componente de potencia real y la componente reactiva de desplazamiento medida en kilo-volt-amps-reactivos (KVAR), los armónicos adicionan la componente de distorsión también medida en KVAR. En otras palabras, ahora tenemos tres componentes del factor de potencia: el factor de potencia total, factor de potencia de desplazamiento y factor de potencia armónico (FPA). En la figura N ° 2.10, un diagrama tridimensional muestra la relación entre esas tres componentes y la potencia aparente total en KVA.

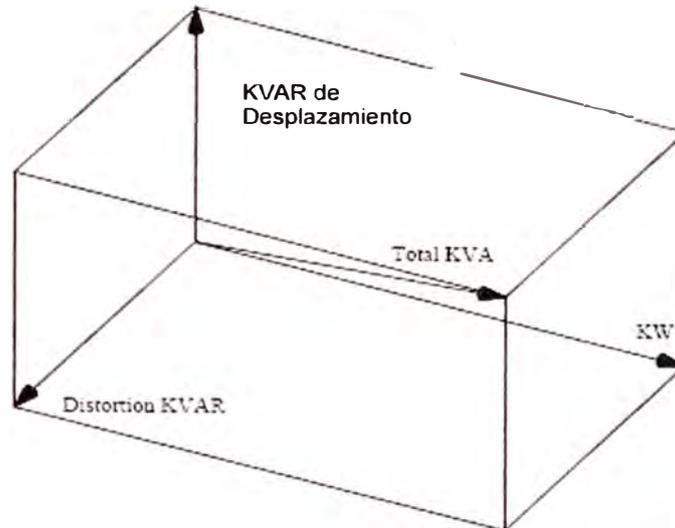


Figura N° 2.10: Diagrama tridimensional del Factor de Potencia

Compañías de Suministro Eléctrico se preocupan por el FPT. Aquí se describe la relación entre la corriente que ellos deben suministrar y la parte que ellos realmente cargan a los usuarios en términos de consumo de energía. Si el FPD, FPA o una combinación de ambos causan que el FPT sea bajo, la capacidad del Sistema de Suministro es consumida por corriente reactiva la cual no desarrolla potencia. Para compensar, el Suministro algunas veces carga una carga por corrección del factor de potencia, e instala capacitores para corrección del factor de potencia (CCFPs) cerca de la carga con un factor de potencia bajo.

A continuación, se agregan las formulaciones que nos ayudan a calcular al FPT:

$$THD_v = \sqrt{\frac{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}{V_1^2}} \quad \begin{array}{l} \text{Factor de distorsión Armónica} \\ \text{Total del Voltaje} \end{array} \quad (2.1)$$

$$THD_i = \sqrt{\frac{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}{I_1^2}} \quad \begin{array}{l} \text{Factor de distorsión Armónica} \\ \text{Total de la corriente} \end{array} \quad (2.2)$$

$$FPT = \frac{P}{S} = \frac{P}{V_1 \sqrt{1 + \left(\frac{THD_v}{100}\right)^2} I_1 \sqrt{1 + \left(\frac{THD_i}{100}\right)^2}} \approx \frac{P_1}{V_1 I_1} \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{THD_i}{100}\right)^2}} = \cos(\phi_{desplaz}) \cdot FPA = FPD \cdot FPA \quad (2.3)$$

$$FPA = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{THD_i}{100}\right)^2}} \quad \text{Factor de Potencia Armónico (de distorsión)} \quad (2.4)$$

$$FPD = \frac{P_1}{V_1 I_1} \quad \text{Factor de Potencia de Desplazamiento} \quad (2.5)$$

- **DISTORSIÓN EN LA CORRIENTE DE ENTRADA**

Uno de los temas más hablados hoy en día con respecto a la aplicación de VFDs tiene que ver con la distorsión de la corriente de entrada, y el cumplimiento con las especificaciones de armónicos. De esas especificaciones ninguna es más consultada que la IEEE519-1992. El estándar 519 da definiciones, practicas sugeridas y ejemplos. La filosofía del estándar es simple: cada consumidor individual del suministro debe controlar su distorsión armónica, y el suministro debe luego ser capaz de suministrar voltaje adecuadamente libre de distorsión todos sus usuarios. Para cumplir esta meta, el estándar recomienda niveles de distorsión de corriente para cada usuario basado en el tamaño relativo de la carga respecto a la capacidad del sistema.

Tabla 10.3
Límites de Distorsión de Corriente para Sistemas de Distribución en General
(120 V a 69,000 V)

Máxima Distorsión Armónica de Corriente en porcentaje de I_L						
Orden Armónico Individual (Armónicos Impares)						
I_{sc} / I_L	≤ 11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
$< 20^*$	4.00	2.00	1.50	0.60	0.30	5.00
$20 < 50$	7.00	3.50	2.50	1.00	0.50	8.00
$50 < 100$	10.00	4.50	4.00	1.50	0.70	12.00
$100 < 1000$	12.00	5.50	5.00	2.00	1.00	15.00
> 1000	15.00	7.00	6.00	2.50	1.40	20.00

Los armónicos pares son limitados al 25% de los límites de armónicos impares listados arriba

Distorsiones de corriente que resultan en componentes DC, por ejemplo, los convertidores de

* Todo equipo de generación de electricidad está limitado a estos valores de distorsión de

Donde,

I_{sc} = Máxima corriente de cortocircuito en el punto de análisis

I_L = Corriente de carga en Máxima Demanda (Componente a frecuencia fundamental) en el punto

Figura N° 2.11: Tabla 10.3 IEEE519-1992

Estos valores de distorsión de corriente son detallados en la más consultada tabla del estándar, mostrada en la figura N° 2.11. En el lado izquierdo de la tabla está el radio de la corriente de corto circuito del sistema a la carga. Esto determina el tamaño relativo del sistema respecto a la carga. A la derecha de la tabla están los respectivos el Factores de Distorsión Total de la Demanda (TDD) permisibles. Entre ellos se encuentran los límites individuales de los armónicos según su orden. Es fácil de ver en la tabla que mientras más grande es la carga respecto al sistema, más rigurosos se vuelven los requerimientos.

La TDD difiere del THD en la siguiente manera: THD se refiere a un valor instantáneo con magnitudes armónicas comparado con el valor presente de la fundamental de la corriente. TDD se refiere a los valores armónicos comparados con el valor de la demanda de corriente. Esto es muy importante para el conocimiento del estándar desde que operaciones no frecuentes a bajas velocidades con niveles altos de armónicos en la generación serán compensados por la operación a alta velocidad y niveles de armónicos en la generación más bajos.

Además, una nota valiosa es el hecho que los límites individuales de armónicos indicados son para corrientes armónicas características. Límites para corrientes

armónicas no características son más rigurosos. Los armónicos característicos de las unidades convertidoras de los VFDs son aquellos con órdenes armónicos definidos por el número de pulsos del convertidor multiplicados por un entero ± 1 . Es decir, $h = kq \pm 1$; donde h es el orden armónico, k cualquier entero positivo y q el número de pulsos del convertidor. De esta ecuación, los armónicos característicos de un convertidor de 6 pulsos son: 5, 7, 11, 13 y así.

El estándar también alienta el uso de convertidores multipulso haciendo los límites más indulgentes para sus corrientes armónicas características. Los valores en la figura 2.11 son multiplicados por $\sqrt{(q/6)}$. En el caso de un convertidor de 12 pulsos, los límites permisibles para las corrientes armónicas características son luego afectados por el factor 1.414. Los límites TDD permanecen iguales. De este modo, los usuarios no tendrán muchos problemas en cumplir con los niveles individuales de armónicos.

- **DISTORSIÓN EN EL VOLTAJE DE ENTRADA**

La distorsión en el voltaje de entrada del VFD es una función de 3 factores: los niveles preexistentes de armónicos en el voltaje, la impedancia del sistema de potencia en el punto de acometida al cliente (o punto de estudio) (PCC), y el perfil de corrientes armónicas que son generados por el VFD.

El perfil de la corriente armónica inyectado por el VFD es una función de la topología de su unidad convertidora y sus condiciones de carga. Los armónicos de corriente inyectados por el VFD producen una distorsión del voltaje en base a la impedancia del sistema por la cual ellos pasan. Algunos preexistentes armónicos de voltaje serán adicionados vectorialmente a la distorsión de voltaje creada por los armónicos de corriente del VFD.

En resumen, Si el suministro Eléctrico inicialmente suministra una fuente de voltaje limpia, y el VFD cumple con los límites de distorsión de corriente de la Figura 2.11, los niveles de distorsión del voltaje estarán cumpliendo con el estándar.

2.2.2 Efectos de los armónicos en Electrobombas Verticales Sumergidas

La preocupación primaria para la aplicación de los VFDs es obtener las ventajas operativas que ellos traen. Al mismo tiempo, los efectos laterales no deseados deben ser minimizados de tal manera que logremos una ganancia en performance. Calentamiento excesivo del motor, altas sobretensiones, desgaste mecánico adicional y maximización del comportamiento del torque son áreas claves a considerar.

- **CALENTAMIENTO DEL MOTOR / DISTORSIÓN EN LA CORRIENTE**

El excesivo calentamiento del motor puede ciertamente reducir el tiempo de vida de la electrobomba sumergida (ESP). El calentamiento adicional en un motor cuando es operado por un VFD viene de dos factores principales: pérdidas en el bobinado incrementadas debido a los altos valores de corriente y pérdidas en el hierro incrementadas debido a los componentes de alta frecuencia.

Desde que cada VFD emplea una unidad inversora para convertir el voltaje DC de la barra de continua nuevamente en una forma de onda AC, la forma de onda resultante nunca es una onda senoidal perfecta, pero si una aproximación muy buena.

Esto significa que otros componentes de frecuencia están presentes, o en otras palabras, la onda presentada al motor es distorsionada. Como resultado, los valores de corriente total cuando se opera un motor con un VFD son más elevados comparados con los valores correspondientes a la operación con arrancador directo. El nivel incrementado de corriente produce pérdidas resistivas más altas en los bobinados del motor.

Investigaciones en motores de superficie operados con VFDs han mostrado que luego del derate (reducción) del torque del motor en 5 o 6%, el calentamiento incrementado en el motor continúa. Un incremento en la elevación de la temperatura del motor del 7.8 % se ha notado con unidades inversoras PWM, contra un 9.4% notado en las unidades inversoras de 6 pasos.

Pérdidas incrementadas en el hierro también resultan en altas temperaturas de operación del motor. Como el hierro del motor experimenta cambios en el voltaje

aplicado en terminales, los dipolos magnéticos deben realinearse al nuevo campo magnético presente. Cuando el VFD cambia a otro punto de operación, los cambios resultantes en el voltaje aplicado al motor pueden ser repentinos y con gran magnitud. El hierro del motor tratará de responder realineando los dipolos magnéticos. Cada vez que esto pasa la fricción del movimiento de los dipolos produce calor. Por esta razón, es importante minimizar las fluctuaciones sub-ciclo del voltaje en los terminales del motor.

- **DESGASTE MECÁNICO**

Se ha notado disminución en la vida del rodaje del motor cuando son operados por unidades inversoras de VFDs. Este es un resultado del incremento del desgaste del rodaje debido a un proceso conocido como maquinado por descarga eléctrica (EDM). El eje inducido por los voltajes del estator crea corrientes las cuales remueven material del rodaje a medida que ellas fluyen. El efecto es más pronunciado en grandes máquinas axiales. El fenómeno también es notado en motores energizados desde la red eléctrica. Sin embargo, en unidades inversoras PWM que alimentan motores de superficie se ha notado la generación de 15 veces el potencial de voltaje, el cual produce esas corrientes en los rodajes comparado con motores operados con arrancadores directos.

- **SOBRETENSIONES**

La combinación de demanda de alto voltaje espacio limitado en electrobombas sumergibles trae consigo el tema de las fallas relacionadas al voltaje como una preocupación significativa. El VFD puede actuar como una barrera entre el sistema de potencia y el equipo de fondo y, aislarlo de los transitorios aleatorios del sistema. Sin embargo, todas las unidades inversoras de potencia, cuando son aplicadas a un sistema sumergible tienen el potencial de generar más altos picos de voltaje que cuando el sistema es operado con una fuente sinusoidal de voltaje. Esto es debido al hecho de que las unidades inversoras son inherentemente digitales en naturaleza más que analógicos. (La salida solo puede cambiar en pasos discretos de voltaje y la transición entre paso y paso ocurre muy rápidamente). Cuando estas formas de onda "cuadradas" son aplicadas a la impedancia compleja del sistema de fondo, la respuesta natural es una onda sinusoidal amortiguada. El valor pico, la frecuencia de resonancia,

y la tasa de atenuación de esta onda sinusoidal es determinada por la impedancia compleja de todo el equipo conectado a la salida del VFD.

Aunque esta oscilación es una respuesta natural del equipo de fondo a la forma de onda de la salida del VFD, ésta puede convertirse en problema en ciertas condiciones. En un VFD de 6 pasos, la oscilación tiene tiempo para decaer a cero entre cada lado vertical de la forma de onda. Sin embargo, en una forma de onda PWM el lado vertical de la forma de onda de la salida del VFD puede ocurrir en un instante donde la actual oscilación se adiciona con la del previo lado vertical. En las peores condiciones, este efecto puede producir picos de voltajes hasta el doble del pico de voltaje aplicado y pueden ocurrir muchas veces por ciclo. Dos principales consideraciones son la magnitud de la sobretensión y la frecuencia de repetición. El tiempo de elevación de la sobretensión impacta grandemente el potencial para la oscilación. En efecto, "Son las repeticiones, junto con el tiempo de elevación, que tienen el mayor potencial para daños en el aislamiento".

Este problema ha surgido en el mercado industrial muchos años atrás cuando los problemas fueron documentados con un mínimo de 100 pies de cable entre el VFD y el motor. Los fabricantes siempre han desarrollado un número de métodos para tratar con la oscilación. Cuando se apliquen esos métodos, es importante entender sus limitaciones y desventajas. El método más simple es adicionar una inductancia en serie entre el VFD y la carga. Esto puede retardar el tiempo de subida de la onda de voltaje aplicada al equipo de fondo, pero a menos que inductores muy grandes sean usados, el efecto total puede ser mínimo debido a la relativa impedancia del inductor respecto a la impedancia del sistema completo. Muchos otros métodos involucran algunos tipos de filtros aplicados al lado de alto voltaje del transformador elevador. Estos filtros pueden consistir de L – C, R – C, or combinaciones R – L – C o solamente capacitancias. Por supuesto, un filtro R – L – C suficientemente grande podría completamente alisar la forma de onda hasta una perfecta senoide. Sin embargo, con los costos restringidos de muchas aplicaciones, el filtro será solamente será suficientemente grande para reducir los efectos de las oscilaciones en algún porcentaje.

- **TORQUE / AMPERAJE**

Aunque no está en el alcance de este informe discutir sobre los algoritmos de control del VFD, es beneficioso entender como los diferentes esquemas de control afectan al comportamiento total del sistema. Muchos de los VFDs tienen métodos de control que pueden ser vagamente agrupados dentro en tres clasificaciones: 1) Control de voltaje 2) Control de Corriente, y 3) Control de Flujo o vectorial. Típicamente hay un lazo de control exterior que determina si el motor está operando a las RPM correctas y uno o más lazos internos inherentes a los tipos 1, 2 o 3 listados arriba. En los métodos 1 y 2, el proceso es justamente como el nombre lo indica. El voltaje (o corriente) deseado en los terminales del motor y la frecuencia son determinados por el(los) lazo(s) externo(s) y luego regulados a alguna tolerancia mediante el monitoreo de los voltajes (o corrientes) reales. La respuesta en el tiempo de esos dos métodos es de alguna manera limitada por la topología. En principio, en un inversor de voltaje variable, la tasa de cambio máxima del voltaje de salida es afectada por la elección de los componentes del enlace DC y, en un inversor PWM, la respuesta en el tiempo es limitada por la elección de la frecuencia de conmutación. Sin embargo, en ambos casos, el último límite para la respuesta en el tiempo es el motor en sí. Un motor de inducción es por naturaleza muy oscilatorio en su respuesta a cambios escalonados en el voltaje o la carga. Debido a esto, el tiempo requerido para estabilizar luego de un cambio en la carga puede ser bastante largo (particularmente para motores de superficie de gran diámetro y gran inercia).

La respuesta en el tiempo del motor mismo fue una de las razones para el desarrollo del control de flujo. Con este método, el sistema de control contiene un modelo del motor e intenta compensar dinámicamente las características del motor. Cuando es aplicado apropiadamente, este esquema de control puede obtener una respuesta de torque casi instantánea a los cambios en la carga o el torque solicitado. Desafortunadamente, para trabajar apropiadamente es necesario tener parámetros precisos del motor, y algún cambio en dichos parámetros (por ejemplo cambios debido al calentamiento) que no son tomados en cuenta apropiadamente, degradará la performance del sistema. También perjudicial para la correcta operación sería cualquier impedancia compleja entre el VFD y el motor, como es en el caso de un instalación sumergible. El control

de Flujo es algunas veces referido como Control de Torque. En realidad los tres esquemas de control controlan el torque por control de la corriente. La diferencia está en que el Control de Flujo es capaz de controlar con un poco más de precisión al torque.

Por supuesto, la aplicación es la que determina la necesidad o no de una respuesta rápida. En alguna aplicación para VFD, el fin deseado es controlar las RPM del eje del motor bajo varias condiciones de carga que podrían presentarse para dicha aplicación. Un VFD típico de alta performance (rápida respuesta en el tiempo) sería usado en sistemas con servo donde el motor es usado para posicionamiento preciso o control de un proceso industrial tal como la industria de la pulpa y el papel. Aplicaciones en bombas y ventiladores son el otro extremo del espectro debido a que la precisión en la velocidad o el control del posicionamiento no son necesarios y la carga cambia gradualmente. Bajo condiciones estables, cualquier de los tres sistemas pueden alcanzar la misma performance en la operación del motor cuando son configurados adecuadamente.

En la evaluación del VFD y su habilidad para arrancar un motor de arranque duro, necesitamos examinar las características torque/ corriente. En la figura N ° 2.12, se muestra una característica típica velocidad - torque de un motor de inducción. Como se ve en la figura, el motor tiene la habilidad de producir un gran porcentaje de su capacidad de torque plena en un amplio rango de velocidad. Es importante por lo tanto examinar la capacidad del VFD de producir la corriente necesaria para alcanzar esos niveles de torque en el rango de velocidades del motor.

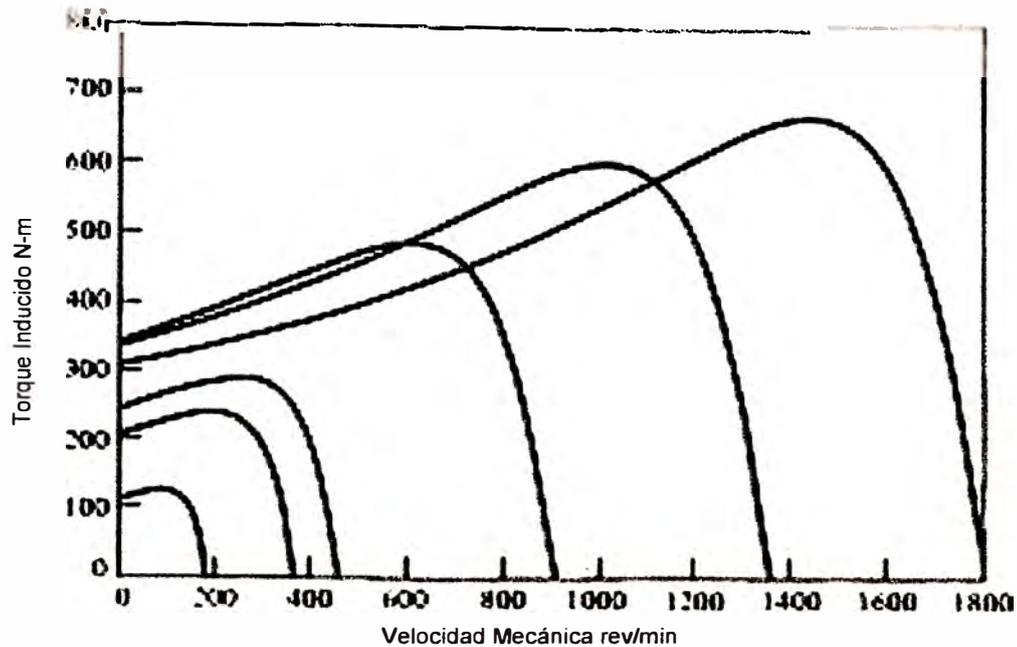


Fig. N° 2.12: Curvas Torque – Velocidad para V/Hz constantes

• TORQUES ARMÓNICOS

Las armónicas de secuencia positiva producen en el motor de inducción un torque en el mismo sentido de la dirección de rotación, en tanto que las secuencia negativa tienen el efecto opuesto. En caso de que se tenga conectado el neutro, el par producido por las armónicas "triplen" ($3 \cdot n$) es igual a cero. Dependiendo del contenido armónico del voltaje aplicado, el par promedio de operación puede verse disminuido considerablemente; sin embargo, en la mayoría de los casos el efecto producido por las armónicas de secuencia negativa se cancela con el efecto de las de secuencia positiva, por lo que su efecto neto en el par promedio puede despreciarse.

De la interacción de las corrientes armónicas del rotor con el flujo en el entrehierro de otra armónica resultan torques pulsantes en los motores, los que pueden afectar la calidad del producto donde las cargas de los motores son sensibles a estas variaciones. Estos torques pulsantes también pueden excitar una frecuencia de resonancia mecánica lo que resultaría en oscilaciones que pueden causar fatiga de la flecha y otras partes mecánicas conectadas. Por lo general la magnitud de estos torques es pequeña y su valor promedio es cero.

2.2.3 Efectos de los armónicos en transformadores ⁽⁷⁾

El estudio a continuación fue recogido de las notas del curso “Control de Calidad de máquinas Eléctricas”, del Ing. Manuel Carranza Arévalo.

- **INCREMENTO DE PÉRDIDAS**

Para llegar a la determinación de las pérdidas por la influencia de armónicos, repasaremos lo correspondiente a las pérdidas suplementarias.

Para un conductor de sección S, longitud L; se tiene:

$$P_e = (\rho / \gamma) * J^2 \quad [\text{Watt} / \text{Kg}] \quad (2.6)$$

y en el caso del cobre a 75C:

$$\rho = 2.16 * 10^{-8} \quad \Omega\text{-m}$$

$$\gamma = 8.9 * 10^3 \quad \text{Kg/m}^3$$

$$J = [\text{A/mm}^2]$$

$$P_e = 2.427 * J^2 \quad [\text{W/Kg}] \quad (2.7)$$

Consideremos la siguiente figura:

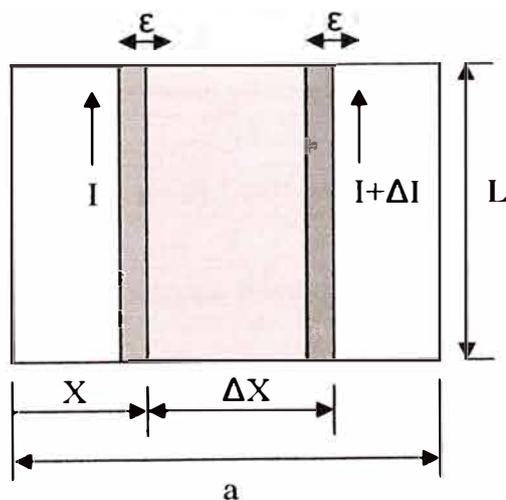


Fig. N° 2.13: Corrientes en la sección transversal del conductor

La intensidad de campo es normal al plano
 Las corrientes parásitas no alteran el campo
 Longitud $L \gg a$

Sea b el espesor del conductor completo y ϵ el espesor de los caminos elementales en los puntos X y ΔX .

La resistencia en cada elemento es:

$$R = \rho * L / (b * \epsilon) \quad (2.8)$$

En el cuadrilátero sombreado:

$$e = - \mu * L * \Delta X * (dH/dt) \quad (2.9)$$

La caída de tensión:

$$\Sigma (I * R) = R * (I + \Delta I) - R * I = R * \Delta I$$

Reemplazando R de (2.8) y reemplazando $\Delta I = b * \epsilon * \Delta J$

$$\Delta J = \rho * L * \Delta J \quad (2.10)$$

Aplicando la Ley de Kirchoff:

$\Sigma e = \Sigma (I * R)$, de (2.9) y (2.10) obtenemos la ecuación fundamental

$$dJ / dX = - (\mu / \rho) * (dH / dt) \quad (2.11)$$

Para conductores activos, cada uno con una densidad de corriente de trabajo J_0 tenemos:

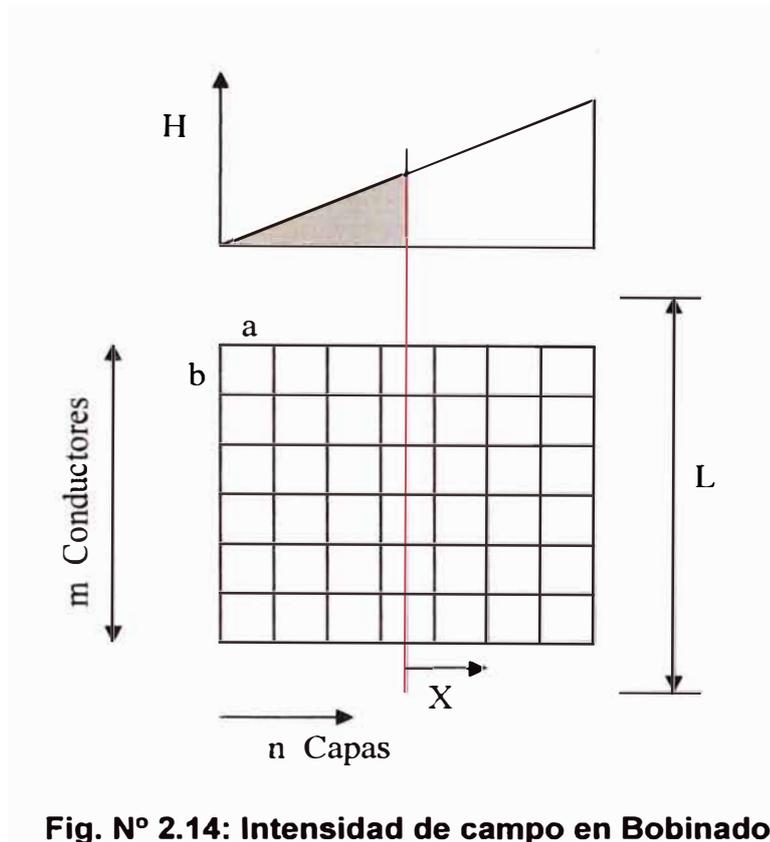


Fig. N° 2.14: Intensidad de campo en Bobinados

$$H(t) = (m * b/L) * \sqrt{2} * \text{sen}(\omega t) * J_0 * ((n-1) * a + X) \quad (2.12)$$

$$dH(t)/dt = (m * b/L) * \sqrt{2} * \omega * \text{cos}(\omega t) * J_0 * ((n-1) * a + X)$$

$$\text{Sea } P = (m * b/L) * \sqrt{2} * \omega * \text{cos}(\omega t) * J_0 \quad (2.13)$$

$$\text{Entonces, } dH(t)/dt = P * ((n-1) * a + X)$$

$$\text{En (2.11)} \quad dJ / dX = - (\mu / \rho) * P * ((n-1) * a + X)$$

$$\text{Integrando} \quad J = C - (\mu / \rho) * P * ((n-1) * a * X + X^2/2)$$

Como la corriente parasita no tiene efecto externo, se cumple

$$I = \int J * dX = 0, \quad \text{luego} \quad C = (\mu / \rho) * P * ((n-1) * a^2/2 + a^2/6)$$

Finalmente, J resulta

$$J = (\mu / \rho) * P * (a^2 * (3n - 2) - 6a(n-1) * X - 3X^2)/6 \quad (2.14)$$

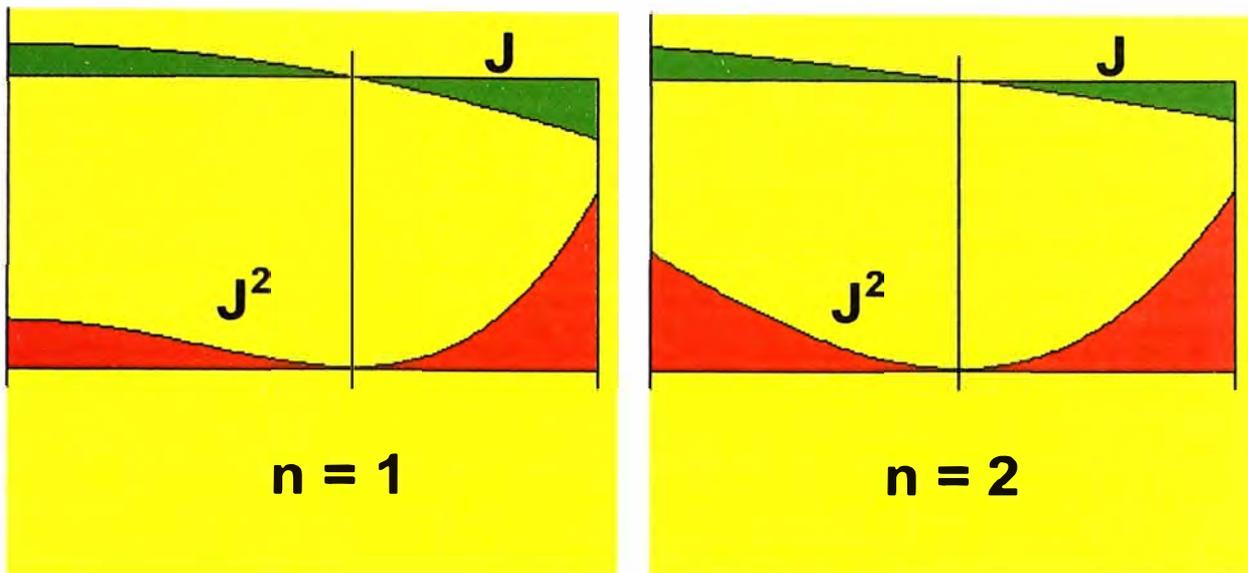


Fig. N° 2.15: Densidad de Corriente en bobinados

La distribución de la densidad de corriente no es lineal, este efecto se nota más en la primera capa. A medida que aumenta el número de capas se acerca más a la distribución lineal porque se reduce el peso de la corriente de trabajo propia en relación a la suma de las corrientes de las capas anteriores.

Para la evaluación de las pérdidas se debe calcular:

- El valor medio cuadrático de J en cada capa: J_c
- La media aritmética de J_c , para las capas de 1 a n : J_m

El valor medio cuadrático J_c para cada capa es:

$$J_c^2 = (\mu / \rho)^2 * P^2 * a^4 * (n(n-1)/12 + 1/45) \quad (2.15)$$

La media aritmética J_m para las capas de 1 a n es:

$$J_m^2 = (\mu / \rho)^2 * P^2 * a^4 * (n^2 - 0.2)/36 \quad (2.16)$$

Ahora, el parámetro P de la ecuación (2.13) está en forma sinusoidal. Podemos pasar al valor efectivo dividiéndolo entre $\sqrt{2}$:

$$P_{\text{efect}} = (m * b/L) * \omega * J_0$$

$$\text{En (2.16)} \quad J_m^2 = (\mu / \rho)^2 * (m * b/L)^2 * \omega^2 * J_0^2 * a^4 * (n^2 - 0.2)/36 \quad (2.17)$$

Para indicar estas perdidas en relación a las perdidas óhmicas hacemos la relación:

$$\alpha = J_m^2 / J_0^2$$

$$\alpha = (\mu / \rho)^2 * (m * b/L)^2 * \omega^2 * a^4 * (n^2 - 0.2)/36$$

Para la frecuencia fundamental:

$$\alpha = (20\pi\mu / \rho)^2 * (m * b/L)^2 * (f / 60)^2 * a^4 * (n^2 - 0.2)/36 \quad (2.18)$$

Para en α %, cobre a 75°C y a en mm, $\mu = 4\pi * 10^{-7} \text{ V s m / A}$

$$\alpha \% = 1,336 * 10^{-3} * (m * b/L)^2 * (f / 60)^2 * a^4 * (n^2 - 0.2) \quad (2.19)$$

Estas reciben el nombre de pérdidas suplementarias.

Considerando que las armónicas del sistema, podemos escribir a la velocidad angular:

$$\omega = 2 * \pi * h * f$$

Si consideramos también que la amplitud de la armónica está referida al valor fundamental por un factor I_h (en p.u.), la fórmula (2.19) recibe un factor adicional para expresar las pérdidas ocasionadas por cada armónica: $(h * I_h)^2$

$$\alpha \% = 1,336 * 10^{-3} * (m * b/L)^2 * (f / 60)^2 * a^4 * (n^2 - 0.2) * (h * I_h)^2 \quad (2.20)$$

2.2.4 Cálculo del factor K ⁽⁷⁾

Salvo indicación contraria, los transformadores son diseñados considerando sólo el efecto térmico de la onda fundamental.

Dadas las armónicas de intensidad referidas a la fundamental ($I_{60} = 1$), La relación de pérdidas α aumenta a:

$$\alpha_a = \alpha * (\Sigma(h * I_h)^2) / (\Sigma I_h^2) \quad (2.21)$$

La relación $K = (\Sigma(h * I_h)^2) / (\Sigma I_h^2) \quad (2.22)$

Recibe en la práctica el nombre de **FACTOR K** y se le utiliza para indicar el grado de distorsión armónica de las aplicaciones.

Si hubiera necesidad de aplicar a un transformador ya construido, una carga con cierto contenido de armónicas de corriente, habría que establecer una intensidad de carga reducida: I_r , de modo que las pérdidas totales en los arrollamientos no excedan los valores de diseño.

Se respeta la igualdad:

$$I_n^2 * (1 + \alpha) = I_r^2 * (1 + K * \alpha)$$

De donde resulta:

$$I_r = I_n * ((1 + \alpha) / (1 + K * \alpha))^{1/2} \quad (2.23)$$

Ejemplo:

Sea la Tabla N ° 2.2 a continuación, donde se muestran los valores medidos de I_h para cada orden de armónico de la carga. Además, si asumimos que las pérdidas suplementarias propias del transformador son $\alpha = 15\%$, tenemos:

TABLA N ° 2.2: Cálculo del factor K

h	I_h	$(h * I_h)^2$	I_h^2
1	0.9780	0.9565	0.9565
5	0.1710	0.7310	0.0292
7	0.1080	0.5715	0.0117
11	0.0440	0.2343	0.0019
13	0.0280	0.1325	0.0008
17	0.0150	0.0650	0.0002
19	0.0098	0.0347	0.0001
Σ		2.7255	1.0004

$$\text{Factor K} = 2.7243$$

Ahora, si asumimos que el transformador no ha sido diseñado para cargas armónicas, podemos calcular usando la ecuación (2.23), a que corriente reducida deberá operar para que no incremente sus pérdidas:

$$I_r = I_n * ((1 + 0.15) / (1 + 2.7243 * 0.15))^{1/2}$$

$$I_r = 0.9035 * I_n$$

El factor K sirve para especificar los transformadores previstos para soportar corrientes distorsionadas.

Los valores comerciales de K: 4, 9, 13, 20, 30, 40 y 50.

Estos transformadores son de mayor tamaño que los convencionales y pueden ocupar 30 a 40% más espacio, pesar 15 a 25% más.

2.2.5 Efectos de los armónicos en los grupos electrógenos

- **EFFECTOS EN CABLES Y CONDUCTORES**

Al circular corriente directa a través de un conductor se produce calentamiento como resultado de las pérdidas por efecto Joule I^2R , donde R es la resistencia a la corriente directa del cable y la corriente está dada por el producto de la

densidad de corriente por el área transversal del conductor. A medida que aumenta la frecuencia de la corriente que transporta el cable (manteniendo su valor rms igual al valor de la corriente directa) disminuye el área efectiva por donde ésta circula puesto que la densidad de corriente crece en la periferia exterior (Figura N ° 2.16), lo cual se refleja como un aumento en la resistencia efectiva del conductor.

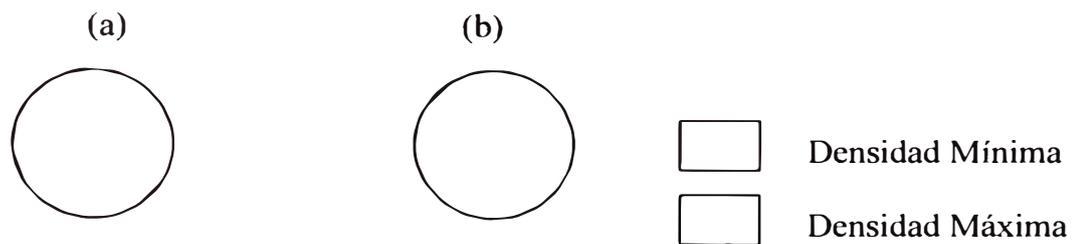


Fig. N° 2.16: Densidades de corriente en un mismo conductor, (a) a corriente directa y (b) a corriente de alta frecuencia

Por lo tanto, la resistencia a corriente alterna de un conductor es mayor que su valor a corriente directa y aumenta con la frecuencia; por ende también aumentan las pérdidas por calentamiento.

A frecuencia de 60Hz, este efecto se puede despreciar, no por que no exista, sino por que este factor se considera en la manufactura de los conductores. Sin embargo, con corrientes distorsionadas, las pérdidas por efecto Joule son mayores por la frecuencia de las componentes armónicas de la corriente. La Tabla N ° 2.3 muestra la razón entre la resistencia de alterna y la de directa producida por el efecto piel en conductores redondos, a frecuencia de 60 y 300Hz. ⁽⁸⁾

TABLA N° 2.3: Efecto Piel en los conductores

Tamaño del conductor	Razón entre Resist. AC / Resist. DC	
	60 Hz	300 Hz
300 MCM	1.01	1.21
450 MCM	1.02	1.35
600 MCM	1.03	1.50
750 MCM	1.04	1.60

Caterpillar recomienda que limitando las cargas con SCRs al 66% de la potencia prime del generador (en este caso marca CATERPILLAR) se asegura el control regulador y evita el sobrecalentamiento causado por los armónicos en los bobinados del generador. ⁽⁹⁾

- **EFFECTOS EN INTERRUPTORES**

Los fusibles e interruptores termomagnéticos operan por el calentamiento producido por el valor rms de la corriente, por lo que protegen de manera efectiva a los conductores de fase y al equipo contra sobrecargas por corrientes armónicas. Por otro lado, la capacidad de interrupción no se ve afectada por las componentes armónicas en los sistemas eléctricos puesto que durante condiciones de falla, las fuentes que contribuyen a la misma son de frecuencia fundamental. ⁽⁸⁾

- **EFFECTOS EN LOS REGULADORES DE VOLTAJE**

Por décadas, la distorsión armónica en la forma de onda sinusoidal del voltaje de salida de los generadores síncronos ha sido una enemiga de los reguladores automáticos de voltaje en estado sólido. Cuando los armónicos están presentes en el sensado y en la alimentación del regulador de voltaje, la precisión de la regulación del voltaje usualmente se deteriora. Cargas no lineales en el sistema de potencia son las más comunes fuentes de distorsión armónica.

Ejemplos típicos de esas cargas son los rectificadores controlados de silicio (SCR), equipamiento como suministro de potencia ininterrumpida (UPS) o sistemas de variación de frecuencia (VFDs).

En general, la reacción de los reguladores de voltaje a la distorsión no está directamente relacionada al THD pero sí a las magnitudes de los armónicos individuales.

El diseño menos deseable para un regulador de voltaje que tiene que lidiar con distorsión armónica, es el diseño que utiliza una etapa de potencia basada en SCR con pulsos de puerta SCR simples en cada semiciclo. Es frecuente para una forma de onda distorsionada tener cruces por cero adicionales a los esperados en los ángulos de fase 0, 180 y 360°. Luego de que el SCR es encendido durante su normal operación en el regulador, un falso cruce por cero causado por la distorsión puede ocasionar que el SCR para la conducción y permanezca apagado por el resto del semiciclo, interrumpiendo la salida del voltaje de excitación cada subsecuente semiciclo donde los falsos cruces por cero estén presentes.

Una mejora al diseño de la etapa de potencia basada en SCR de pulso simple es obtenido cuando la señal de puerta es suministrada por un "nivel" de señal de disparo en puerta. Con este diseño, la señal de puerta del SCR está presente en todo el semiciclo de la forma de onda sinusoidal de entrada como lo requiera el circuito de disparo del regulador. Si un falso cruce por cero apaga al SCR, el "nivel" de señal de puerta del SCR enciende nuevamente al SCR. Esto minimiza la interrupción de la excitación y provee una mejor regulación del voltaje.

En aplicaciones con altos niveles de armónicos, un regulador de voltaje con etapa de salida de potencia basado en la topología "ancho de pulso modulado" (PWM), tal como el Basler DECS-200 Digital Excitation Control System provee la mejor solución. Con una etapa de potencia PWM, el voltaje de entrada ac es convertido a dc, luego un circuito "chopper" varía el ancho del pulso de salida para proveer la excitación solicitada. Este diseño vuelve a los falsos cruces por cero irrelevantes. Una solución alternativa es proveer un suministro ac en la entrada del regulador que no esté afectada a distorsión por armónicos, como por

derivación del suministro de entrada al regulador desde el generador de magneto permanente u otra fuente de gran calidad.

El diseño del circuito del sensado de entrada del regulador de voltaje es también muy importante para minimizar los efectos negativos de señales con alto contenido de armónicos. Las señales de entrada para el sensado del DECS-200 pasan a través de varias etapas de filtrado analógico antes de ser digitalmente procesadas.

Las señales de entrada (voltajes y corrientes ac) pasan a través de filtros pasabajo (en hardware y software), que atenúan las diferentes frecuencias a diferentes niveles.

Altas frecuencia son grandemente atenuadas, de tal manera que el DECS-2000 "ignora" los armónicos de alta frecuencia y responde mejor a la frecuencia fundamental de 60 Hz a la que ha sido diseñada.

2.2.6 Límites de contenidos de armónicos permitidos

Se han copiado las tablas más resaltantes de la norma IEEE 519 (1992), las cuales son aplicables a las instalaciones materia de este estudio:

Los límites mostrados en las Tablas 10.3, 10.4, 10.5 y 11.1 (de la Norma, Tabla 2.5 de este informe); deben ser usados como valores de diseño para el "peor caso" de una operación normal (condiciones con duración máxima de una hora). Para periodos cortos, durante arranques o condiciones inusuales, los límites pueden ser excedidos en 50%.

Estas tablas son aplicables a rectificadores de 6 pulsos y a situaciones de distorsión en general. Sin embargo, Cuando cuando se usen transformadores desfasadores o convertidores con número de pulsos (q) mayor que 6, los límites para los ordenes de armónicos característicos son incrementados por un factor igual a $\sqrt{q / 6}$ siempre que las amplitudes de los ordenes de armónicos no característicos sean menores que el 25% de los límites especificados en las tablas.

La Tabla 10.3 (contenida en la Tabla 2.5 del presente informe), muestra los límites de corriente armónica basado en el tamaño de la carga con respecto al tamaño del sistema de potencia al cual la carga está conectada. La relación I_{sc} / I_L es el cociente entre la corriente de cortocircuito disponible en el punto de acometida (el cual se está estudiando) y la componente fundamental máxima de la corriente. Es recomendado que la corriente de carga I_L , sea calculada como la corriente promedio de la máxima demanda de los 12 meses anteriores. Así, si el tamaño de la carga del usuario decrece con respecto al tamaño del sistema de potencia, el porcentaje de corriente armónica que el usuario está permitido a inyectar al sistema crece. Esto protege a otros usuarios en el mismo alimentador así como a la red eléctrica, la cual debe suministrar con calidad de voltaje a sus usuarios.

Toda generación, si está conectada al sistema de distribución, subtransmisión o transmisión; es tratada como facilidad de distribución eléctrica y por lo tanto es acogida dentro de estas recomendaciones. ⁽¹⁰⁾

TABLA N° 2.4: Tabla N° 11.1 (Norma IEEE 519 1992)

Límites de Distorsión del Voltaje

Voltaje en la Acometida	Distorsión Individual del Voltaje (%)	Distorsión Total del Voltaje THDV (%)
Menos de 69 kV	3.00	5.00
De 69.001 a 161 kV	1.50	2.50
De 161.001 kV a más	1.00	1.50

TABLA N° 2.5: Tablas N° 10.3, 10.4 y 10.5 (Norma IEEE 519 1992)

Tabla 10.3
Límites de Distorsión de Corriente para Sistemas de Distribución en General
(120 V a 69,000 V)

Máxima Distorsión Armónica de Corriente en porcentaje de I_L						
Orden Armónico Individual (Armónicos Impares)						
I_{SC} / I_L	≤ 11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
< 20*	4.00	2.00	1.50	0.60	0.30	5.00
20 < 50	7.00	3.50	2.50	1.00	0.50	8.00
50 < 100	10.00	4.50	4.00	1.50	0.70	12.00
100 < 1000	12.00	5.50	5.00	2.00	1.00	15.00
> 1000	15.00	7.00	6.00	2.50	1.40	20.00

Los armónicos pares son limitados al 25% de los límites de armónicos impares listados arriba
Distorsiones de corriente que resultan en componentes DC, por ejemplo, los convertidores de media onda no están permitidos

* Todo equipo de generación de electricidad está limitado a estos valores de distorsión de corriente, sin tener en cuenta su I_{SC} / I_L

Donde,

I_{SC} = Máxima corriente de cortocircuito en el punto de análisis

I_L = Corriente de carga en Máxima Demanda (Componente a frecuencia fundamental) en el punto de análisis

Tabla 10.4
Límites de Distorsión de Corriente para Sistemas de Subtransmisión
(69,001 V a 161,000 V)

Máxima Distorsión Armónica de Corriente en porcentaje de I_L						
Orden Armónico Individual (Armónicos Impares)						
I_{SC} / I_L	≤ 11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
< 20*	2.00	1.00	0.75	0.30	0.15	2.50
20 < 50	3.50	1.75	1.25	0.50	0.25	4.00
50 < 100	5.00	2.25	2.00	0.75	0.35	6.00
100 < 1000	6.00	2.75	2.50	1.00	0.50	7.50
> 1000	7.50	3.50	3.00	1.25	0.70	10.00

Los armónicos pares son limitados al 25% de los límites de armónicos impares listados arriba
Distorsiones de corriente que resultan en componentes DC, por ejemplo, los convertidores de

* Todo equipo de generación de electricidad está limitado a estos valores de distorsión de

Donde,

I_{SC} = Máxima corriente de cortocircuito en el punto de análisis

I_L = Corriente de carga en Máxima Demanda (Componente a frecuencia fundamental) en el punto de análisis

Tabla 10.5
Límites de Distorsión de Corriente para Sistemas de Transmisión (> 161 kV)
Generación Dispersa y Cogeneración

Orden Armónico Individual (Armónicos Impares)						
I_{SC} / I_L	≤ 11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	THD
< 50	2.00	1.00	0.75	0.30	0.15	2.50
≥ 50	3.00	1.50	1.15	0.45	0.22	3.75

Los armónicos pares son limitados al 25% de los límites de armónicos impares listados arriba
Distorsiones de corriente que resultan en componentes DC, por ejemplo, los convertidores de

* Todo equipo de generación de electricidad está limitado a estos valores de distorsión de

Donde,

I_{SC} = Máxima corriente de cortocircuito en el punto de análisis

I_L = Corriente de carga en Máxima Demanda (Componente a frecuencia fundamental) en el punto de análisis

2.2.7 Comparación entre las topologías de unidades convertidoras de los variadores de frecuencia en el lado del suministro de energía ⁽⁶⁾

La distorsión del voltaje de entrada es realmente una función de la distorsión de la corriente de entrada en lo que al VFD respecta.

Cuatro topologías de sección convertidora fueron probadas para determinar las características de distorsión del factor de potencia en la entrada y de la corriente de entrada.

En la primera sección son examinados los convertidores de 6 pulsos con rectificadores controlados y no controlados, luego se examinan los convertidores de 12 pulsos con rectificadores controlados y no controlados.

- **RECTIFICADORES DE ONDA COMPLETA DE 6 PULSOS**

Los rectificadores de onda completa de 6 pulsos son los que dominan el mercado debido a sus bajos costos y su simplicidad. Sin embargo, esos beneficios vienen con niveles de distorsión armónica elevados. En la comparación de los tipos de rectificadores controlados y no controlados, el primer punto es el más obvio: El Factor de Potencia de Desplazamiento (FPD).

Desde que los convertidores con rectificadores controlados (SCRs) regulan la salida de voltaje DC variando el tiempo de encendido de éstos, la forma de onda de la corriente es desplazada en el tiempo de la forma de onda del voltaje.

Recordemos que el FPD es definido como el coseno del ángulo de desplazamiento entre las formas de onda fundamentales del voltaje y la corriente. Como resultado, el FPD de convertidores con SCRs decae de alguna manera en forma lineal con la disminución del voltaje de salida, mientras el FPD de convertidores con rectificadores no controlados (diodos) permanece cerca de la unidad bajo todas las condiciones de operación.

De gran interés es sin embargo, el Factor de Potencia Total (FPT), el cual realmente determina la demanda total de corriente reactiva. Es conocido que el

Factor de Potencia de Desplazamiento (FPD) y el Factor de Potencia Armónico (FPA) se suman vectorialmente para dar como resultado al Factor de Potencia Total (FPT). Ambos tipos de convertidores: con SCR's y con Diodos, experimentan un incremento en la corriente de distorsión armónica cuando sus salidas de voltaje disminuyen. Como resultado, el FPT de un convertidor con diodos experimenta alguna reducción.

En la Figura N ° 2.17 el FPT de un convertidor con SCR's cae linealmente con la velocidad mientras que el que usa diodos cae hasta el 80% aproximadamente a la mitad de la velocidad.

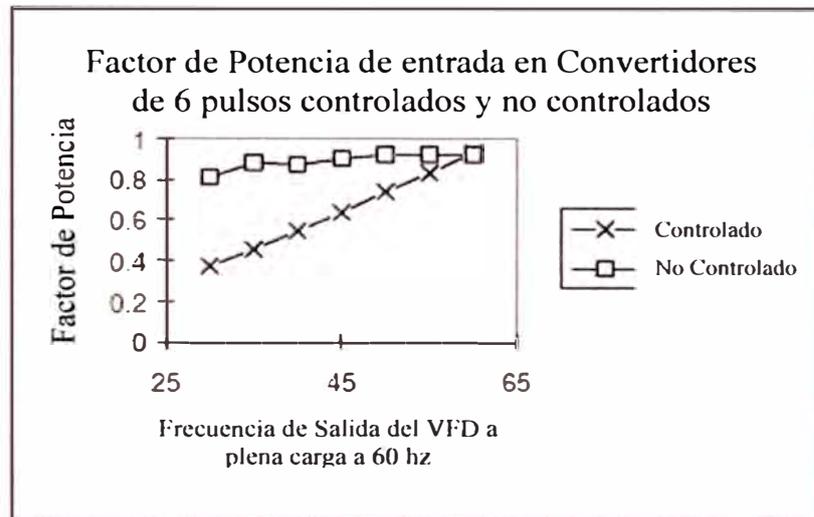


Fig. N° 2.17: Comparación del FPT entre Unidades Convertidoras que usan SCR's y las que usan diodos (no controlados)

Como anotación podemos agregar que una unidad convertidora con SCR's operará con FPT comparable a otra con diodos poniéndole la configuración adecuada.

De igual manera debemos resaltar que para las pruebas, las unidades estuvieron operando la bomba cuyas características se muestran a continuación y que para cada punto de frecuencia se operó la bomba en su mejor punto de eficiencia (MPE).

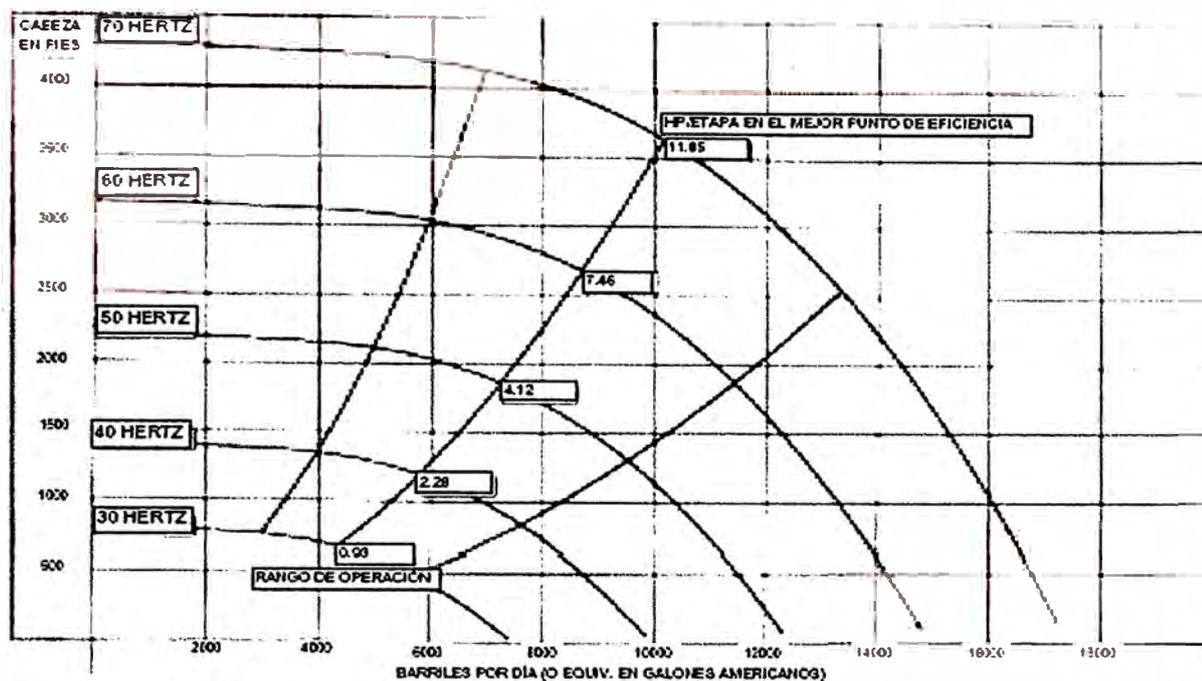


Fig. N° 2.18: Curva de la Bomba VSD TORNADO

Todas las unidades convertidoras de 6 pulsos tienen los mismos armónicos característicos, y con buen diseño, características armónicas predecibles.

Cuando la unidad convertidora con SCRs retarda el periodo de conducción de su corriente, un alto voltaje de encendido es experimentado y con ello una alta distorsión en la corriente de entrada. Una unidad convertidora con diodos experimenta un incremento en armónicos en la corriente de entrada debido solamente al incremento del ripple en la barra DC bajo condiciones de carga reducida. En general, ningún tipo de unidad convertidora ofrece un comportamiento excepcional respecto a los armónicos en la corriente de entrada aún a plena carga.

Como se muestra en la figura N° 2.19, lo mejor que se consigue en distorsión armónica de la corriente de entrada es el 30% respecto a la fundamental de la corriente (THD-f).

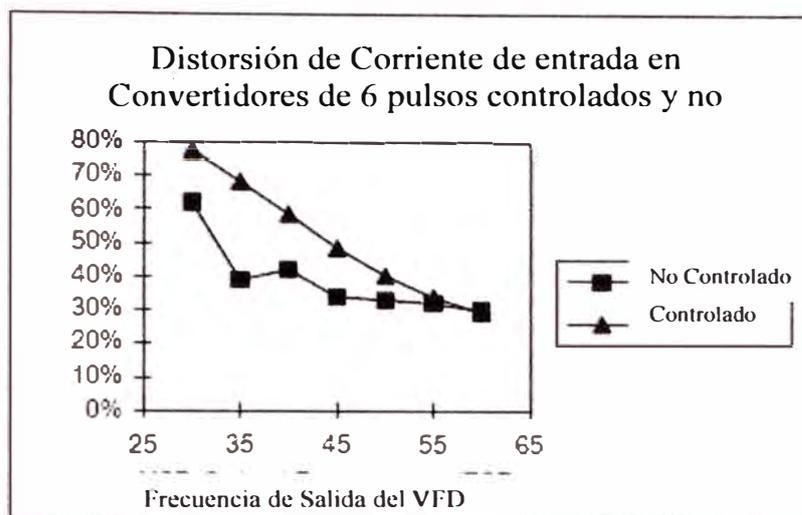


Fig. N° 2.19: Comparación de la distorsión total THD-f entre unidades convertidoras de 6 pulsos con SCRs y diodos

Como referencia, una forma de onda de una unidad convertidora de onda completa, 6 pulsos es mostrada en la Figura N ° 2.20, tanto para las unidades con SCRs como para las de diodos, las formas de onda son similares. Nótese que la forma de onda tiene periodos de tiempo significativos donde el valor es cero, seguido de subidas grandes o lados empinados. Esas características son las que le dan a la forma de onda un alto contenido armónico.

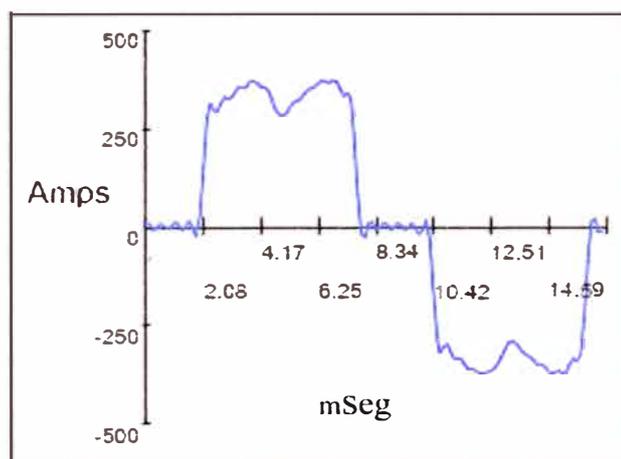


Fig. N° 2.20: Forma de Onda de la corriente de entrada (Fase A) en una unidad convertidora de onda completa con 6 pulsos

Finalmente, el espectro de armónicos en la corriente de entrada es mostrado en la figura N ° 2.21. Se puede apreciar que el orden de las armónicas presentes: 5,7, 11, 13, 15, 17; así como la magnitud del armónico cumplen con la regla:

$$h = np \pm 1 \quad I_h = I_1/h \quad (2.24)$$

Donde

h = orden del armónico

p = número de pulsos de la unidad convertidora

n = número entero (1,2,3....)

I_h = magnitud de la corriente armónica

I_1 = magnitud de la componente fundamental de la corriente

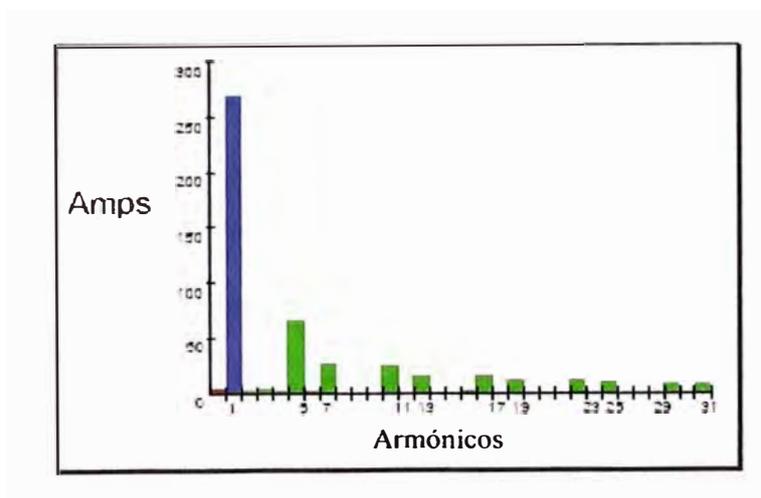


Fig. N° 2.21: Espectro de armónicos de la corriente de entrada (Fase A) en la unidad convertidora de onda completa y 6 pulsos

- **RECTIFICADORES DE ONDA COMPLETA DE 12 PULSOS**

En los casos donde se requieran bajos armónicos en la corriente de entrada, una solución para escoger en aplicaciones de electrobombas sumergidas es variador de frecuencia con convertidor de 12 pulsos. El sistema de 12 pulsos ofrece un buen comportamiento ante los armónicos a un costo razonable manteniendo una alta durabilidad y una razonable simplicidad.

Cuando se compara el comportamiento ante armónicos de las unidades convertidoras de 12 pulsos, ya sea con SCRs o diodos, es necesario entender el

principio básico la reducción de armónicos mediante multiplicación de fases. Esencialmente, cuando dos convertidores de 6 pulsos son conectados en paralelo con un desfase de 30° , las formas de onda complejas de corriente de cada convertidor están también desfasadas 30° de la fundamental. En un sistema de 60Hz ello equivale a 1.38 mSeg en términos de tiempo.

Como las dos corrientes regresan al transformador desfasador, la fundamental junto con las corrientes armónicas características de 12 pulsos se combinan aditivamente. Sin embargo, cuando las corrientes armónicas características del convertidor de 6 pulsos que no son características a los 12 pulsos pasan a través del transformador, ellas están 180° desfasadas y son eliminados. En el caso de la quinta armónica:

La quinta armónica de un convertidor está siempre desfasada 30° de la fundamental, o $5 \times 30^\circ = 150^\circ$ de su propia base de tiempo. Siendo un armónico de secuencia negativa y yendo en dirección inversa a través del transformador desfasador, es luego desfasada 30° adicionales. Esto resulta 180° de desfase neto con respecto a la corriente de 5ta. armónica del convertidor opuesto. Luego, la completa cancelación de la 5ta armónica ocurrirá en el transformador desfasador si ambos convertidores producen iguales magnitudes de corriente de quinta armónica.

Es aquí donde podemos comparar las topologías de convertidores con SCRs y con diodos no controlados: los convertidores con SCRs tienen la habilidad de igualar los dos niveles de corriente de entrada. Los convertidores con diodos dependen de impedancias de entrada balanceadas, impedancias del circuito de la barra bus para tener un buen reparto de corriente de entrada en los convertidores.

En general, el comportamiento de los convertidores de 12 pulsos difiere del de los de 6 pulsos en que los niveles de armónicos en la corriente no se incrementan tanto con la reducción de la carga. Esto es bueno para los diseños pues, tolerancias para altos niveles de armónicos no deben ser hechas para periodos de baja carga. En general, los niveles de distorsión en la corriente de entrada están entre el 7 al 12%. Además, los niveles de armónicos disminuyen con cargas reducidas.

En la Figura N ° 2.22 se muestra la forma de onda de la corriente de entrada para un convertidor de 12 pulsos con SCRs a plena carga. Nuevamente, las diferencias entre los convertidores que usan SCRs y los que usan diodos no controlados son mínimas. Dicha onda contiene 9.5% THD.

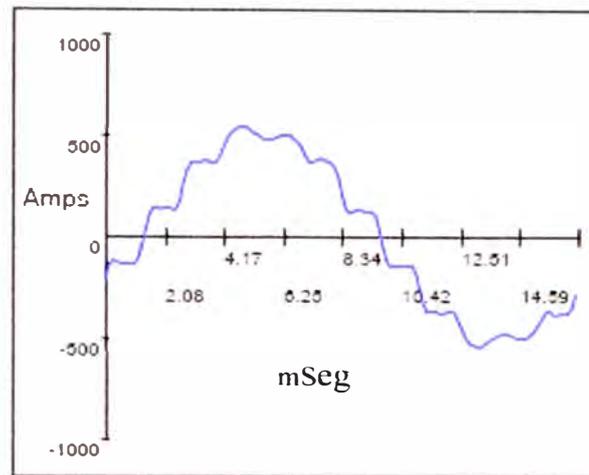


Fig. N° 2.22: Forma de Onda de la corriente de entrada (Fase A) a la unidad convertidora de onda completa y 12 pulsos

El espectro de armónicos es mostrado en la Figura N ° 2.23. Nótese cómo las corrientes armónicas características de los convertidores de 6 pulsos ($6n \pm 1$), las cuales no son características en los convertidores de 12 pulsos ($12n \pm 1$), son prácticamente eliminados. Este es el resultado de un buen balance en la impedancia de entrada y apropiado reparto de la corriente en los dos convertidores del sistema de 12 pulsos.

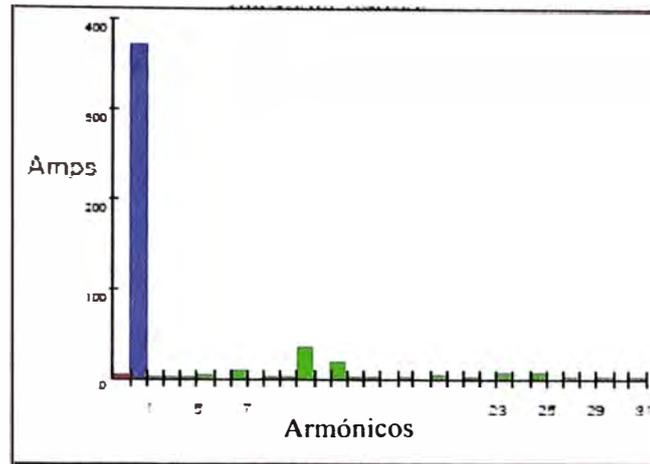


Fig. N° 2.23: Espectro de armónicos de la corriente de entrada (Fase A) en la unidad convertidora de onda completa y 12 pulsos

El convertidor de 12 pulsos con diodos fue operado bajo la misma condición de impedancia de entrada balanceada que el convertidor de 12 pulsos con tiristores. Sin embargo, debido a su falta de habilidad para asegurar el reparto de carga entre sus convertidores, su THD fue un poco más elevado 10.78%. Esto no es un problema, sin embargo, es la razón específica por el mayor monto en THD. Los niveles armónicos característicos de las dos topologías fueron casi las mismas; sin embargo, algunas de las corrientes armónicas no características de la topología no controlada fueron casi el doble del valor respecto a la topología controlada. Por ejemplo, la corriente de 5ta armónica fue 2.3% en la topología controlada mientras que en la no controlada fue 4.2%.

2.2.8 Comparación entre las topologías de unidades inversoras de los variadores de frecuencia en el lado de la electrobomba sumergida

- **CALENTAMIENTO DEL MOTOR / DISTORSIÓN DE LA CORRIENTE**

Mucho ha sido escrito sobre los efectos de varias topologías de inversores en motores de superficie pero poca documentación existe sin embargo, de sus efectos en motores de electrobombas sumergidas (ESP Motors).

Para desmitificar este tópico, una prueba fue arreglada usando un motor serie 562, sello serie 513 y bomba serie 675; Todos ellos de marca CENTRILIFT. Estos números de serie definen el diámetro exterior. El sistema fue

dimensionado para operar a 230HP y 60Hz. De este modo, cada efecto de calentamiento del motor pudo ser comparado para las topologías de inversor.

Tres termocuplas fueron instaladas desde el tapón de relleno y drenaje en la cabeza del motor. Una tenía el Terminal en el camino de retorno desde el cojinete de empuje (thrust bearing). La segunda fue localizada justo arriba de las láminas del estator cerca de la salida del cable del estator. La tercera termocupla fue posicionada en el entrehierro del motor cerca al borde superior del estator. Las posiciones se muestran en la Figura N ° 2.24.

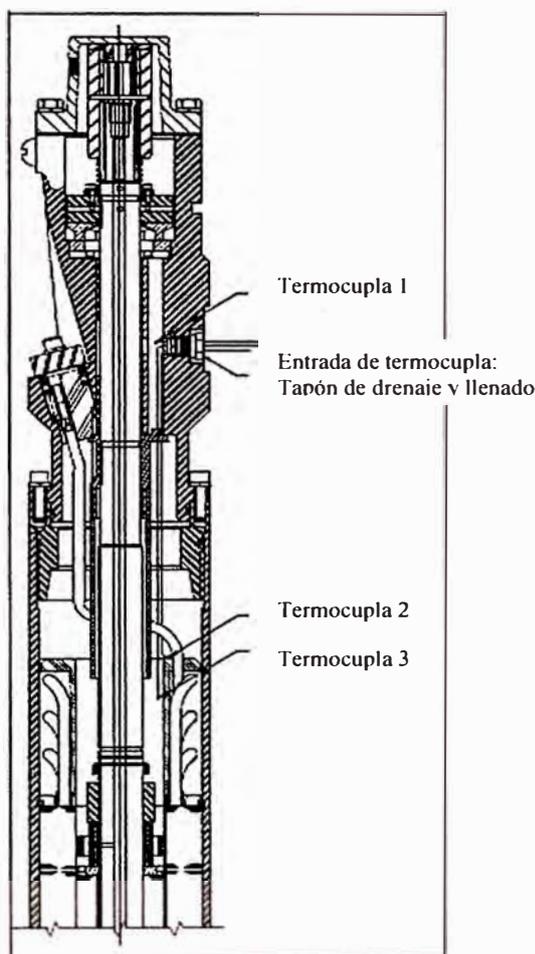


Fig. N° 2.24: Ubicación de las termocuplas de medida en el motor vertical

Se hizo la comparación de las topologías de inversores respecto al arrancador directo, se aseguró que la ESP estuviera operando a la misma velocidad en revoluciones por minuto (RPM), así como la misma posición en su curva de bomba. La prueba con el arrancador directo fue realizada primero con la RPM medida y registrada. Una válvula de control de flujo fue ajustada a la salida de la

bomba para fijar la operación de la bomba a su punto óptimo. Con ambas topologías de inversor (6 pasos y PWM), la frecuencia de los inversores fue fijada en 60Hz. Luego, la salida de voltaje fue ajustada para establecer el deslizamiento del motor y por lo tanto las RPM dentro del 1% del valor obtenido con el arrancador directo.

Las 3 termocuplas registraron cada una, en cada una de las 3 pruebas con menos de un cuarto de grado Celsius de variación entre ellas. Esto podría indicar una buena circulación del aceite, y garantiza las lecturas de temperatura. Las lecturas de las tres termocuplas fueron promediadas para alisar cualquier rizado en la retorno de información de temperaturas.

Cada unidad fue operada por dos horas aunque la estabilidad en la temperatura se alcanzó mucho antes. Sorprendentemente, la elevación de temperatura del motor fue muy similar en los tres casos (Figura N ° 2.25). Desde que sólo un grado de variación es notado en cualquiera de las tres pruebas, podemos concluir que la forma de onda de la corriente hacia el motor no impacta mucho en su eficiencia.

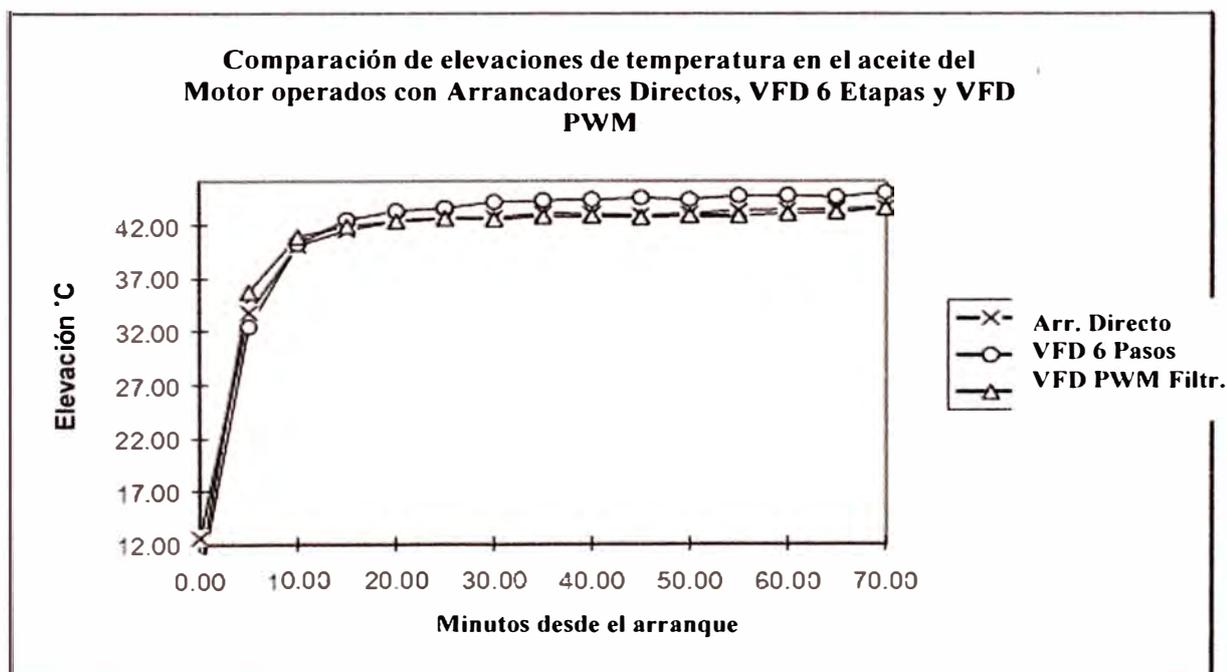


Fig. N° 2.25: Elevación de la temperatura del motor ESP con las diferentes topologías de inversor comparadas con el arrancador directo

Las formas de onda de las dos topologías inversoras ciertamente son diferentes y contienen diferentes características armónicas. El inversor PWM ofrece la menor distorsión armónica (Figura N ° 2.26), contiene 14.39% de THD. La forma de onda de la corriente del inversor de 6 pasos, mostrada en la Figura N ° 2.27 presenta un THD del 25.11%.

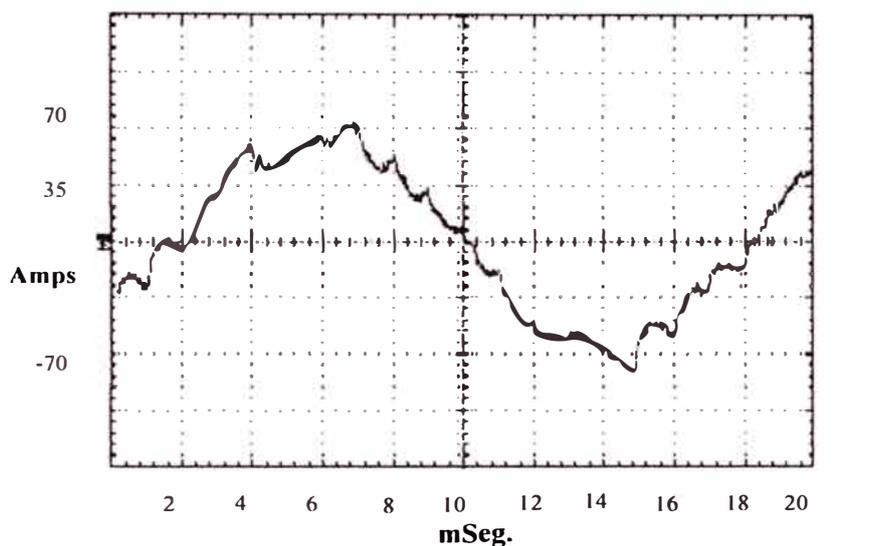


Fig. N° 2.26: Forma de Onda de la corriente a la salida del inversor PWM filtrado (Fase A)

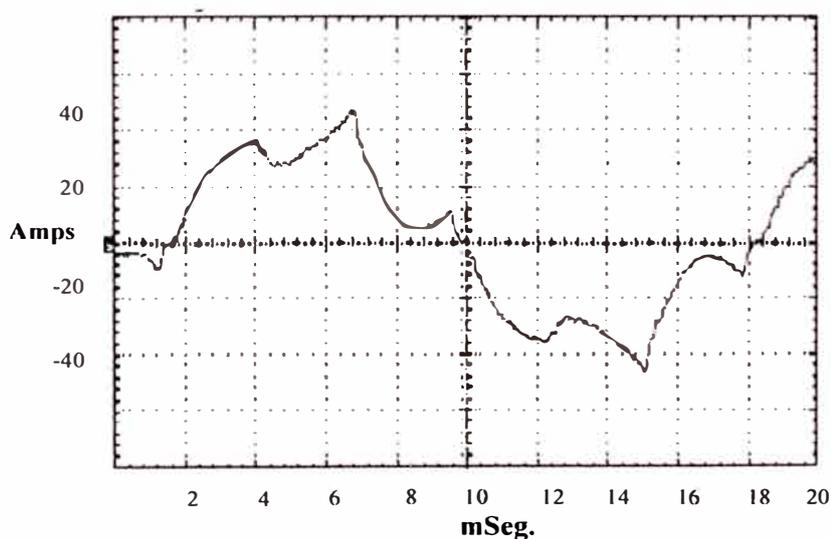


Fig. N° 2.27: de Onda de la corriente a la salida del inversor de 6 pasos (Fase A)

La mayor distorsión armónica de la forma de onda del inversor de 6 pasos no resultó en ser la que más alta temperatura del motor causó. Los problemas del

calentamiento también surgen como resultado de la forma de onda del voltaje aplicado al motor. Mientras que la THD de la forma de onda del voltaje del inversor de 6 pasos es más alta, la forma de onda de voltaje del inversor PWM tiene más contenido de alta frecuencia que puede conducir a más altas pérdidas en el hierro.

- **SOBRETENSIONES**

Las oscilaciones presentadas en la forma de onda del inversor de 6 pasos son iniciadas en cada lado vertical de la misma y, aunque son severas, éstas decaen a cero en el tiempo hasta que el siguiente lado vertical ocurre.

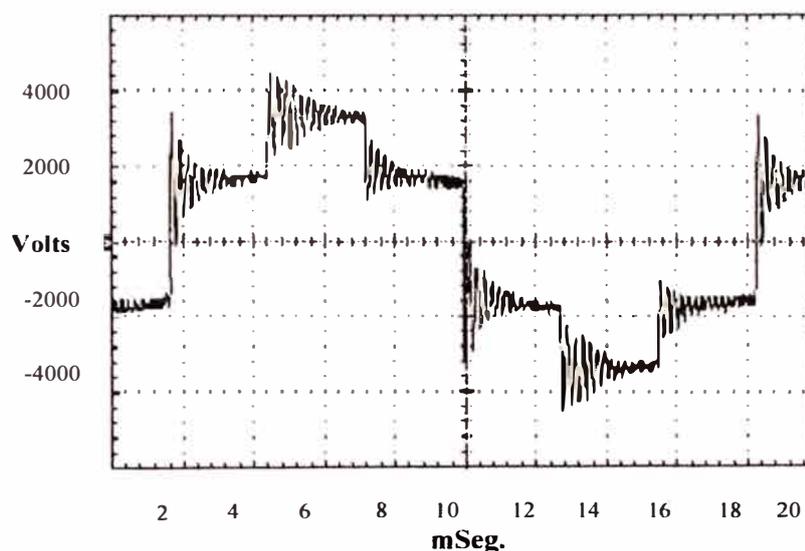


Fig. Nº 2.28: Forma de Onda del voltaje (Fase A a neutro) a la salida del inversor de 6 pasos

Debido a ello, el pico de voltaje impreso en el motor ESP es muy predicable y repetible. En este caso, el valor pico es de 4.2KV; sin embargo, en la forma de onda PWM se puede ver que el pico de voltaje a menudo excede los 6KV. Este efecto es una función de la longitud del cable de subsuelo, la frecuencia de encendido PWM y de los parámetros del circuito.

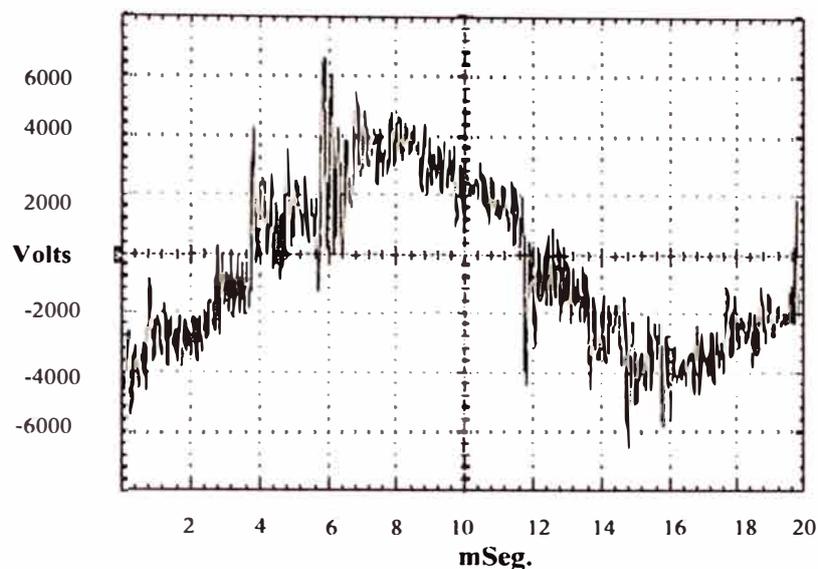


Fig. N° 2.29: Forma de Onda del voltaje (Fase A a neutro) a la salida del inversor PWM

Filtros a la salida fueron adicionados para evaluar su efectividad sobre las indeseadas oscilaciones. Tres configuraciones diferentes fueron probadas. Primero un inductor (L) adicionado entre la salida del VFD y el transformador elevador. Segundo fue un filtro resistor- capacitor (RC) en el lado de alta tensión del transformador. Tercero fue una combinación de ambos. En la Figura N° 2.30, son mostradas las formas de onda resultantes de las tres configuraciones (observando de arriba abajo en la figura). El inductor solo tiene mínimo efecto. La oscilación es significativamente reducida con solamente el filtro RC. Desde luego, el mejor resultado se obtuvo usando tanto el inductor como el filtro RC; sin embargo, del conjunto, el filtro RC tuvo el mayor efecto.

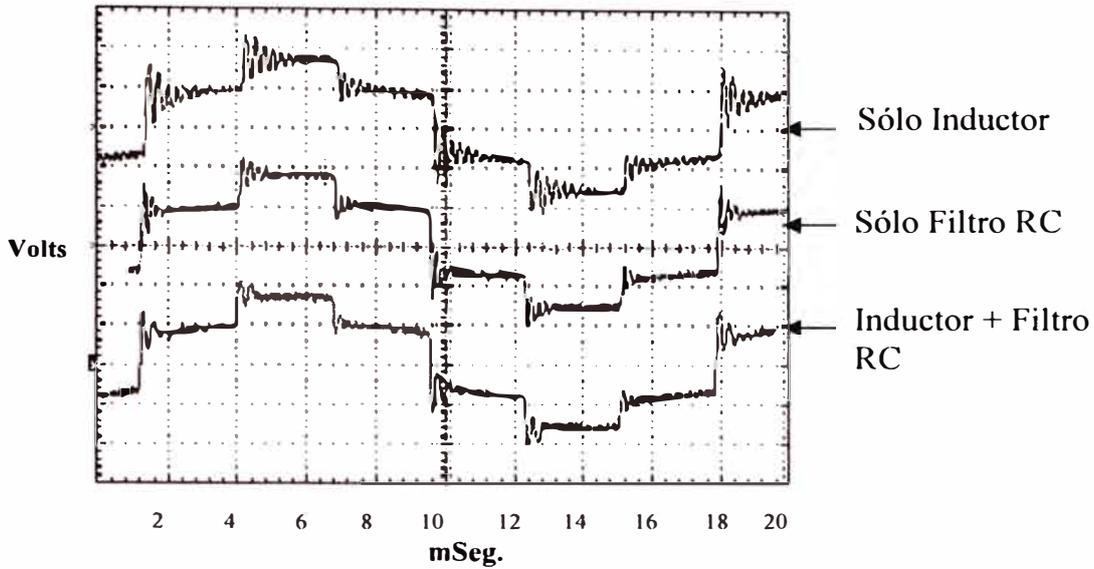


Fig. N° 2.30: Forma de Onda del voltaje (Fase A a neutro) a la salida del inversor 6 pasos usando distintos filtros

Similarmente, la forma de onda de voltaje de salida PWM es mostrada usando un inductor de salida y el filtro RC en el lado de alto voltaje. Nótese que aunque las oscilaciones son reducidas, los picos altos de voltaje permanecen.

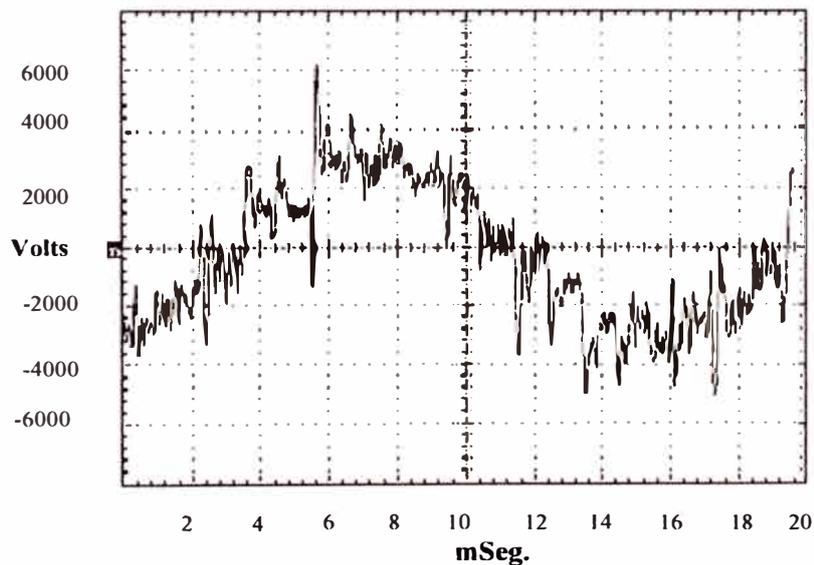


Fig. N° 2.31: Forma de Onda del voltaje (Fase A a neutro) a la salida del inversor PWM usando filtros L & RC

Por supuesto, cualquier tipo de filtro o dispositivo a la salida del VFD adiciona costo al sistema y debido a que se incrementa la complejidad, representa un incremento en el potencial de falla.

Desde que ellos se convierten en componentes críticos del sistema, el monitoreo de la operación correcta es importante. También, las pérdidas en los componentes resistivos del filtro se constituyen a las pérdidas del sistema representando un incremento en los gastos de operación. En el presente test, el filtro RC estuvo disipando 3KW operando a 60Hz.

- **TORQUE / AMPERAJE**

Ningún intento se ha hecho por estudiar la respuesta dinámica de cada topología inversora cuando la carga de la bomba sumergida cambia relativamente en forma lenta y la respuesta en estado estacionario se convierte en el principal tema. Lo que fue probado, fue el torque de arranque y la relación torque/ corriente en ambos: topología 6 pasos y PWM.

En teoría, el torque de arranque de un motor de inducción es proporcional al cuadrado de la corriente dividido por la frecuencia aplicada. Esta relación puede ser vista en las graficas de corriente constante (Figura N ° 2.32), donde se muestra el cambio en el torque debido a la frecuencia para un VFD de 6 pasos. El torque se incrementa linealmente con la frecuencia hasta que el transformador elevador se satura. En una aplicación sumergible, la adición de la impedancia del cable y del transformador llega a ser significantes comparados con la impedancia a motor bloqueado. Esto obliga que se aplique voltaje extra en la superficie para provocar la corriente de arranque necesaria del motor. Si se incrementa el voltaje de superficie, se puede alcanzar el punto límite de la relación voltios por herz del transformador y la saturación de éste ocurrirá; luego, alguna adición de corriente desde el VFD solo circulará en el primario del transformador elevador y no producirá torque en el motor.

Esto limita el valor inferior de la frecuencia de arranque y afecta el radio torque por amperio en el arranque. Para el motor probado, con un cable de fondo de 8000 pies, el torque de arranque máximo producido fue el 70% de su torque de operación a plena carga y la corriente del motor fue el 150% de su valor

nominal. Esto fue logrado con el VFD de 6 pasos configurado para alcanzar el punto de máximo torque en la curva I^2/F .

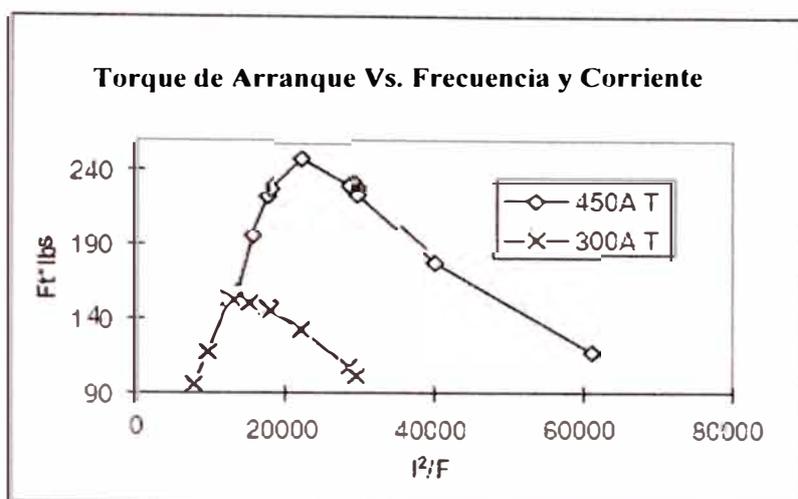


Fig. N° 2.32: Torque a rotor bloqueado para el VFD de 6 pasos

El inversor PWM probado fue del tipo Control Vectorial, y el torque producido por éste fue cerca de la mitad del producido por el VFD de 6 pasos a la misma corriente. Desde que el torque de arranque es predominantemente función de la corriente y la frecuencia, la limitación en esta topología fue la incapacidad de anular el control vectorial y controlar directamente las condiciones de arranque.

Sin embargo, cuando los parámetros del VFD fueron variados para un voltaje mucho más elevado que el nominal del motor, el torque de arranque se incrementó hasta compararse con el torque proporcionado por el VFD de 6 pasos. Desafortunadamente, esto podría indicar la necesidad de una configuración especial para condiciones de arranque pesado, y luego retornar a la configuración normal luego de que se arrancó el motor. Un VFD PWM sin control vectorial podría desarrollar aproximadamente el mismo torque que el producido por el VFD de 6 pasos para los mismos niveles de corriente y frecuencia.

Bajo condiciones normales de operación, el torque desarrollado por ambas topologías es aproximadamente el mismo. Por supuesto está que la configuración es importante en cada caso para lograr el comportamiento óptimo.

Ello fue un poco más dificultoso de lograr con el VFD con control vectorial debido a su interacción con el transformador elevador y el cable.

CAPÍTULO III

METODOLOGÍA PARA LA SOLUCIÓN DEL PROBLEMA

3.1 Configuraciones alternativas para reducir los efectos de los armónicos

En un principio no se tomó en cuenta a los armónicos que iban del VFD al suministro eléctrico debido a que eran pocas las aplicaciones en comparación al tamaño de las centrales eléctricas. Al principio solo se trataba de evitar las paradas en los pozos petroleros por fallas en el VFD, luego como segunda etapa se trató de mejorar la calidad de la energía que ingresaba al equipo de fondo.

A medida que fueron aumentando las aplicaciones con VFDs en las centrales eléctricas, comenzaron a notarse los perjuicios de las distorsiones armónicas, provocando los problemas tratados en los capítulos anteriores.

Nuestro primer objetivo para solucionar los problemas en las aplicaciones de VFDs fue reducir las paradas de los pozos de producción de petróleo por fallas continuas en éstos, por lo que fuimos adquiriendo nuevas tecnologías en su construcción. Se puede decir que la metodología para atacar los problemas de armónicos tanto en el lado del equipo de fondo como en el lado del suministro eléctrico se basa en la adquisición de nuevas tecnologías de variadores de frecuencia y seguimiento de las recomendaciones de nuestros proveedores respecto a los avances tecnológicos para reducir los armónicos en el lado del suministro eléctrico.

Este capítulo analizará los tipos de VFDs usados en el Lote 1AB a lo largo del tiempo, las cuales efectivamente, han reducido el número de averías y por lo tanto, han hecho que logremos mayor tiempo de vida del equipo de fondo.

Antes de 1,996 usabamos variadores Centrilift, Reda y Emerson, los cuales por su tecnología incipiente fallaban demasiado pero, en 1996 se adquirieron los

variadores Centrilift ICS los cuales sí fueron capaces de soportar las condiciones de operación de nuestros pozos petroleros y las condiciones atmosféricas de la Selva Peruana. Habiendo alcanzado cierto equilibrio con el número de fallas de VFDs, la siguiente meta fue mejorar la calidad de energía que se proveía al equipo de fondo, por lo cual, en el 2,002 se comenzaron a hacer pruebas con VFDs Schlumberger con tecnología PWM sin filtro. Lastimosamente, esta aplicación fue dejada de lado por que tuvimos problemas con las sobretensiones en la forma de onda de salida, lo cual nos originó la falla de un equipo de fondo.

En el 2,003 se hicieron nuevas pruebas con el variador Schlumberger PWM pero se instaló un filtro capacitivo en bornes del cable de fondo (salida del transformador elevador en la configuraciones 1, 2 y 3). El reporte mostró que a pesar del filtro, la corriente del equipo de fondo mostraba picos de corriente y, debido a que el filtro estaba a la salida del transformador elevador, éste recibía todos los armónicos provocando su sobrecalentamiento a pesar de estar al 59% de su capacidad.

En el 2,003 además se atacó el problema de los armónicos en el lado del suministro eléctrico instalando un transformador desfasador a la entrada del VFD, los cual redujo en gran magnitud las distorsiones. Sobretudo, la forma de onda de la corriente que prácticamente queda con su forma sinusoidal.

En el 2,005 se puso a prueba una nueva tecnología de VFD PWM, la cual agregaba un filtrado a su salida; haciendo que la forma de onda hacia el transformador elevador y al equipo de fondo a través de este último tenga mínima distorsión armónica. Este VFD no tiene beneficio apreciable en el lado del suministro eléctrico.

Es así que ahora, de acuerdo a la aplicación, tenemos la metodología necesaria para resolver problemas de armónicos tanto en el lado de la generación como en el lado del equipo de fondo.

3.1.1 Cronología de Equipos utilizados

- **VFD CENTRILIFT 500 KVA MODELO OIL COOLED**

Este fue el más popular de los VFDs que antiguamente se utilizaba en el Lote 1AB.

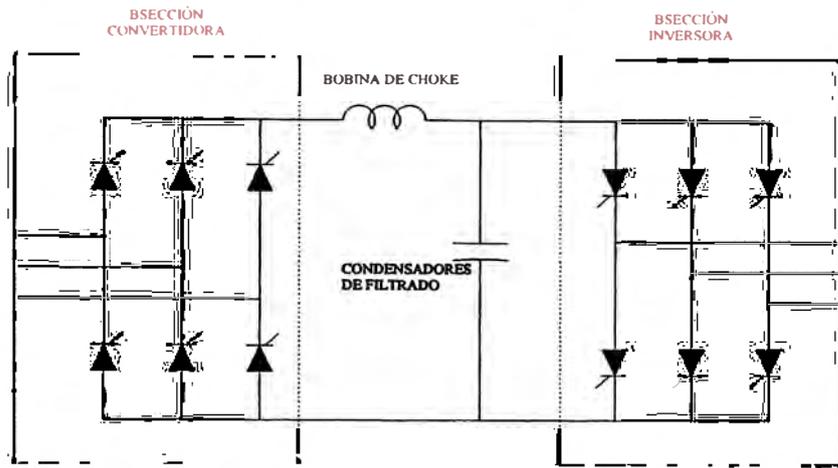


Fig. N° 3.1: Esquema básico del VFD Centrilift Oil Cooled 500 KVA

Como se muestra en la figura, su tecnología era a base de SCR tanto en la etapa convertidora como en la inversora. Este VFD tiene las siguientes desventajas:

- Muchas tarjetas de circuitos integrados. Condiciones de sobrecarga o de mal funcionamiento del sistema de enfriamiento del aceite aislante ocasionan la falla de cualquiera de ellas. Los eventos de corte del suministro eléctrico son muy nocivos para la tecnología de sus tarjetas. El mal funcionamiento de éstas ocasionaba daños en los componentes del circuito de fuerza.
- los módulos convertidores por fase, así como los inversores por fase, tienen además de los SCR, más componentes lo que aumenta la probabilidad de falla de ellos. Además, cada módulo por fase es compacto y el recambio de los SCR u otros componentes es difícil.
- Todo el circuito activo del VFD está sumergido en aceite dieléctrico y para proceder a su reparación se tenía que activar el sistema de levante, lo que

a veces también fallaba. El técnico reparador tenía que trabajar a poco más de un metro del suelo sobre un voladizo casi en contacto con el circuito activo, lo que resultaba muy peligroso. El aislamiento de los cables de fuerza internos constantemente se deterioraban por el contacto con el aceite caliente (se hinchaba el aislamiento).

En la siguiente figura se muestra un diagrama de bloques de este VFD donde se aprecia la cantidad de tarjetas utilizadas y su lógica de funcionamiento.

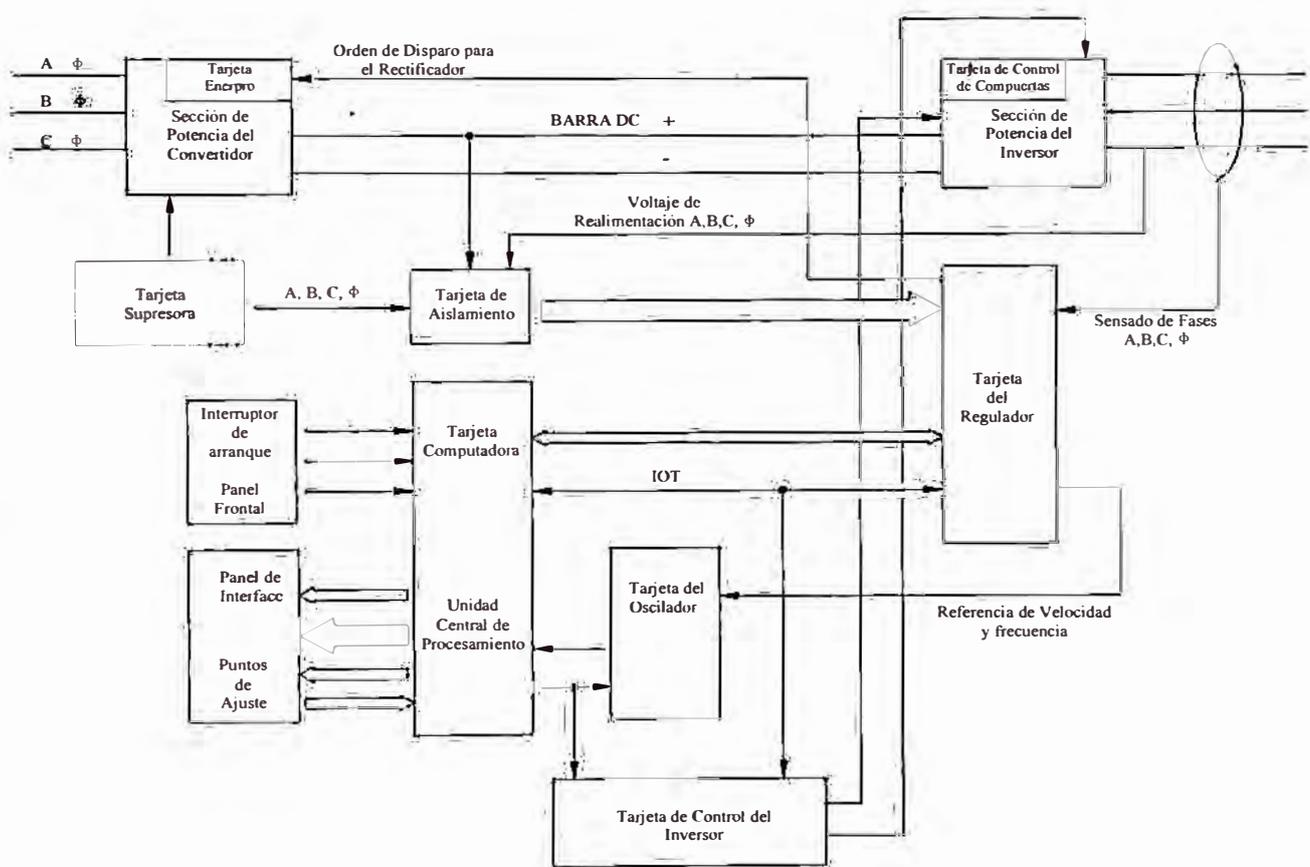


Fig. Nº 3.2: Diagrama de Bloques simplificado de la operación del VFD Centrilift Oil Cooled 500 KVA

- **VFD CENTRILIFT ELECTROSPEED ICS 875 KVA MODELO 8800-3VT**

Al igual que el anterior, este VFD es clasificado como inversor de voltaje variable (VVI). Utiliza una unidad convertidora de 6 pulsos con SCRs para convertir el suministro AC a suministro DC. Una inductancia de Choke en serie y

condensadores entre la barra DC son usados para filtrar el ruido AC. Una de las diferencias con el modelo anterior se encuentra en la unidad inversora, la cual utiliza transistores bipolares darlington, los cuales proveen mayor confiabilidad sobre los SCRs en este tipo de aplicación. Los transistores de la unidad inversora conmutan a corriente cero en el diseño VVI, proporcionando mayor eficiencia y mejor confiabilidad que la obtenida con las unidades inversoras con PWM.

Su tecnología permite facilidad en la configuración, operación y diagnósticos; reduciendo el número de tarjetas respecto a modelos anteriores. Tiene buena interface con el operador.

Otras de las ventajas son:

- Los SCRs vienen en bloques compactos de dos SCRs y vienen preparados para ser instalados directamente al barraje y proveen 2500 VAC de aislamiento entre el interior de los SCRs y la base del módulo. Esta configuración y características hacen que la unidad convertidora sea más confiable y muy fácil de reparar e intervenir.
- Los transistores también vienen en bloques compactos, los cuales consisten de dos transistores darlington triples y dos diodos antiparalelo. Los transistores y diodos están internamente conectados para proveer una de las tres columnas de la unidad inversora.
- Este variador no utiliza baño de aceite para la parte activa y su construcción facilita las reparaciones. Su sistema de enfriamiento es en base a ventiladores.
- El VFD tiene un display que es muy amigable para la visualización de datos y para la configuración. Además, tiene la ventaja de poder programar al VFD para giro inverso sin necesidad de invertir los cables de fuerza. Esta última facilidad se usa mucho para destrabar pozos que tienen problemas de derrumbes o agarrotamiento por acumulación de sales o arenas.
- Tiene la opción de ser usado como un variador de 12 pulsos.

Las figuras a continuación, muestran el diagrama de bloques de la operación del VFD, detalles de los bloques compactos de SCR's y de transistores bipolares Darlington.

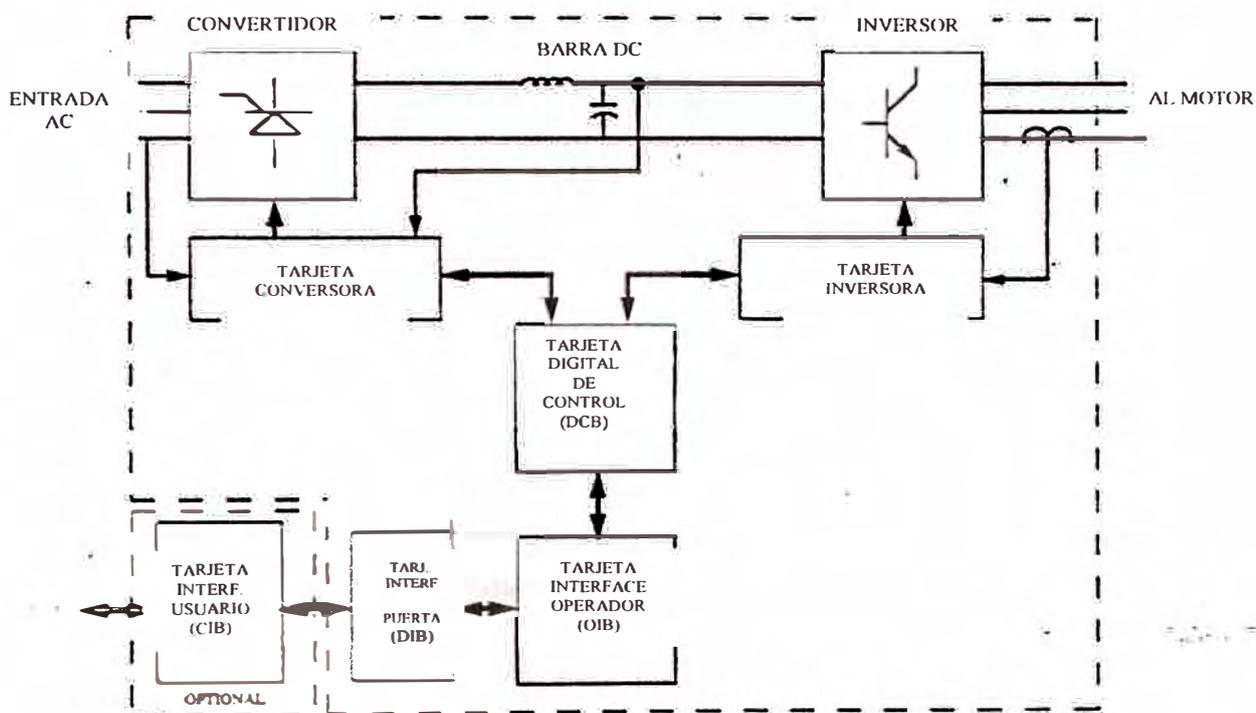


Fig. N° 3.3: Diagrama de Bloques simplificado de la operación del VFD Centrilift ICS 875 KVA

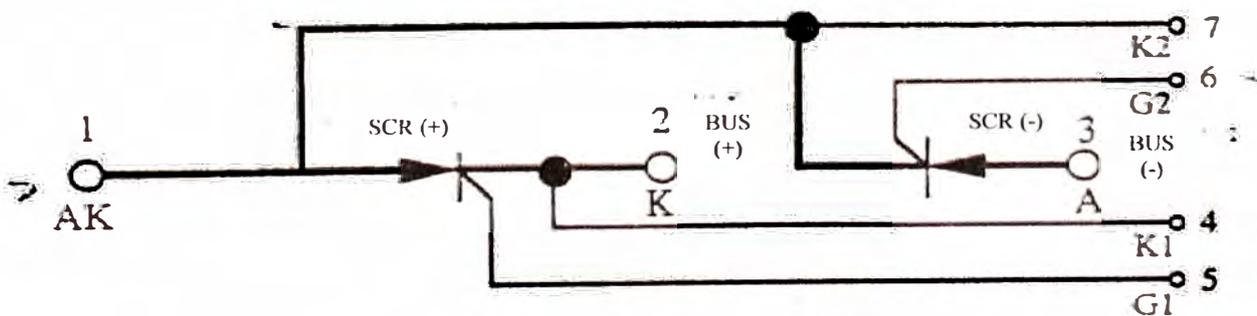


Fig. N° 3.4: Esquemático interno de los bloques de SCR's del VFD Centrilift ICS 875 KVA

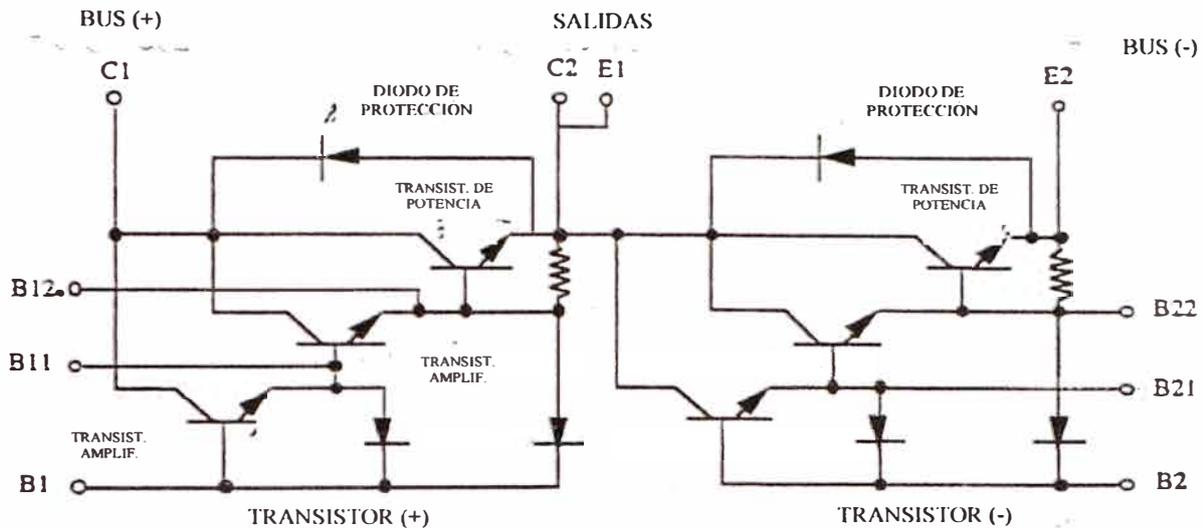


Fig. N° 3.5: Esquemático interno de los bloques de transistores Darlington bipolares del VFD Centrilift ICS 875 KVA



Fig. N° 3.6: Foto del VFD Centrilift ICS 875 KVA

- **VFD CENTRILIFT GCS**

Este VFD presenta una mejora respecto al VFD Centrilift ICS pues utiliza en la unidad inversora transistores bipolares IGBT. El uso de esta tecnología en microprocesadores permite la fácil configuración, operación y diagnóstico. Los microcontroladores también reducen el número de tarjetas requeridas mejorando su fiabilidad y versatilidad.

- **VFD SCHLUMBERGER PWM SPEEDSTAR SIN FILTRO**

Este es un típico VFD con tecnología PWM. La unidad convertidora está formada por puente de onda completa no controlada, lo que permite alcanzar un factor de potencia del 96%, lo que concuerda con lo descrito en las bases teóricas. La unidad inversora está constituida por transistores bipolares IGBT. Su interface operador es muy amigable y tiene la opción "Catch a spinning Motor" con lo que no es necesario esperar a que el motor termine de girar para arrancarlo de nuevo.

Adicionalmente tiene una opción de destrabamiento, lo que permite al variador variar el giro en forma programada de un sentido a otro, de tal manera que las arenas o sales que traban a la electrobomba se remuevan y ésta quede libre para volver a operar.

El inconveniente con este variador son las sobretensiones típicas de las ondas de salida PWM, las cuales dañan al aislamiento de los motores y cables de fondo.

Este VFD es suministrado con un filtro capacitivo el cual debería reducir las sobretensiones en el equipo de fondo pero no es tan efectivo y además, como trabaja en media tensión solo protege al equipo de fondo pero no al transformador elevador que se encuentra entre la salida del VFD y el equipo de fondo.

- **VDF SCHLUMBERGER SPEEDSTAR SWD**

Schlumberger dándose cuenta de los problemas con la versión descrita en el párrafo anterior, incorporó un filtro capacitivo a la salida del variador, logrando que la forma de onda de salida (de corriente y tensión) sea casi sinusoidal con una distorsión que llega al 5% a lo más, lo cual es beneficioso tanto para el transformador elevador como para el equipo de fondo.

El diseño ha sido preparado para trabajar independientemente de la longitud del cable de fondo.

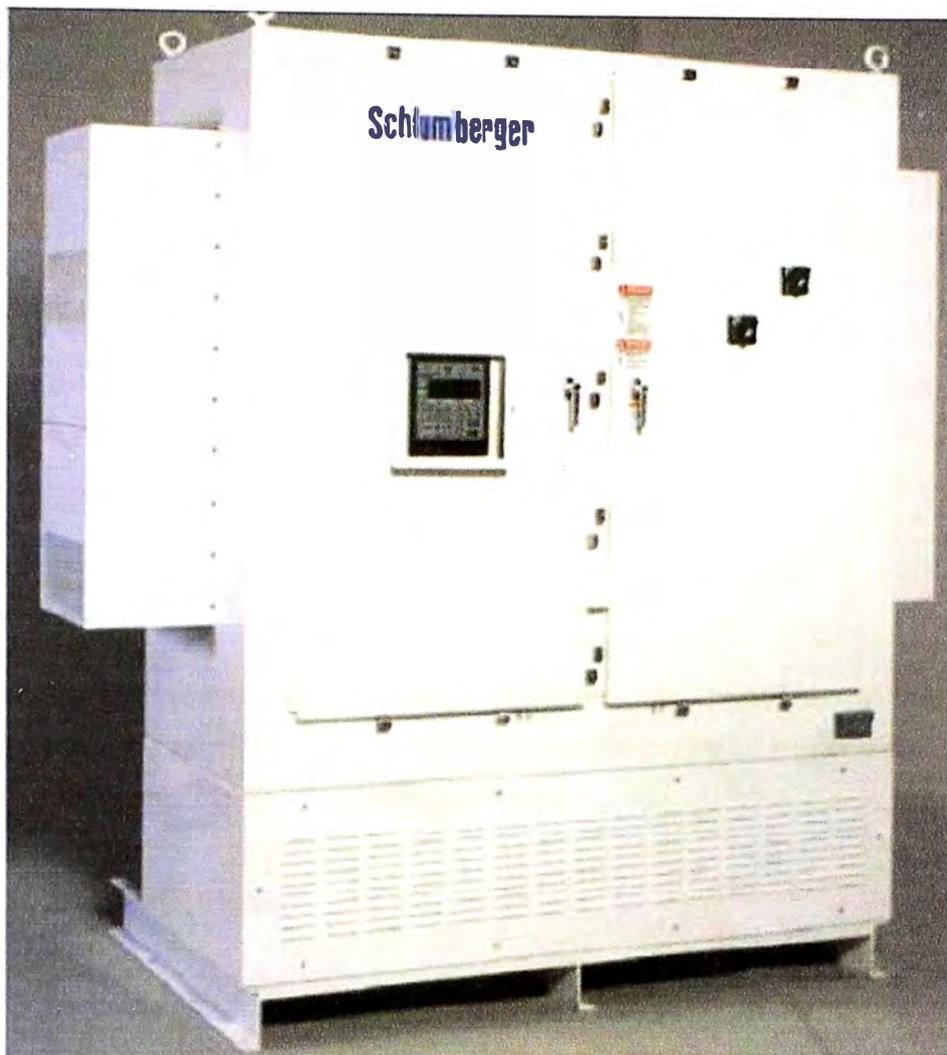
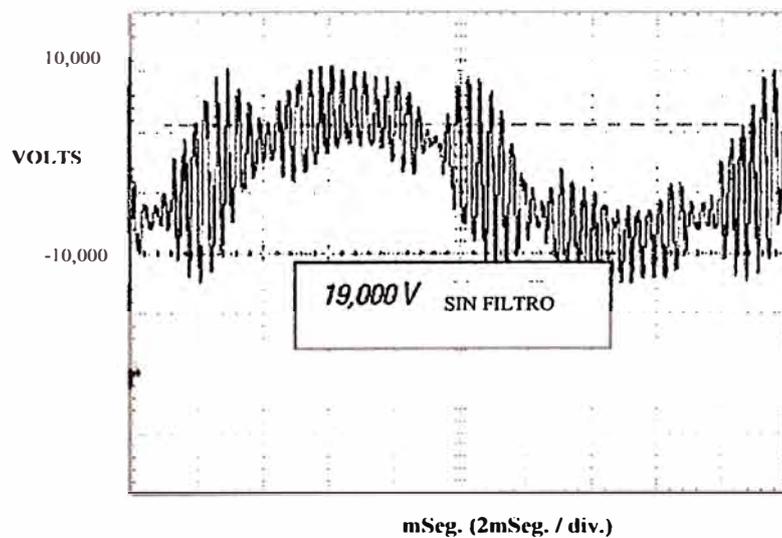
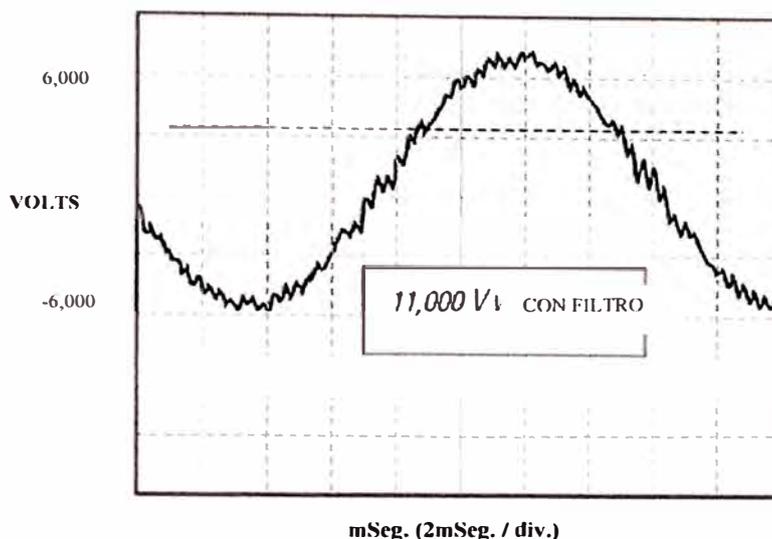


Fig. N° 3.7: Foto del VFD Schlumberger SWD (Sine Wave Drive) 1000KVA





Reducción típica del voltaje en un motor eléctrico sumergido a 6,000 pies

Fig. Nº 3.8: Comparación de la forma de onda del voltaje entre variadores Schlumberger PWM SpeedStart sin filtro (figura superior) y el PWM SWD (figura inferior)

3.2 Configuraciones a utilizar

Se identifican dos configuraciones a utilizar dependiendo del tipo de suministro de energía hacia el variador de frecuencia y de las consecuencias de los armónicos de éste al suministro eléctrico.

En ambos casos, los objetivos son:

- Reducción de las paradas de pozos petroleros por fallas en los VFDs.
- Mejora en la calidad de energía hacia el equipo de fondo.
- Reducción de la distorsión armónica en el lado del suministro eléctrico

3.2.1 Configuración para pozos petroleros energizados con grupo electrógeno aislado (satélite)

Ya que la fuente de suministro eléctrico, en este caso un grupo electrógeno, no está conectado a ninguna red de distribución; los efectos de la distorsión armónica en la entrada del VFD no se consideran importantes desde que no afectan a otros equipos.

Es por ello que para evitar daños en el grupo electrógeno solo se seguirá la recomendación Caterpillar, la cual dice que debemos limitar la carga del VFD al 66% de la potencia prime del generador. ⁽⁹⁾

Se entiende por potencia prime a la potencia que puede desarrollar el generador ocasionalmente y está indicada en la placa como tal. La potencia que continuamente puede desarrollar el generador es el 70% de la potencia prime. ⁽⁹⁾

Instalando un grupo electrógeno cuya potencia prime es el 152% de la carga del VFD aseguraremos que los calentamientos por corriente armónica no sean nocivos para los bobinados del generador.

Para asegurar que el equipo de fondo reciba una calidad de energía aceptable y de esa forma su tiempo de vida sea prolongado, se recomienda instalar un variador de frecuencia Schlumberger SWD ya que con este equipo la distorsión armónica en voltaje y corriente no llega al 5%; es decir, las formas de onda de corriente y tensión son casi sinusoidales.

3.2.2 Configuración para pozos petroleros energizados a través de la red de suministro eléctrico o cercanos a centrales eléctricas

En estos casos si es muy importante el efecto de la distorsión armónica en la entrada del variador de frecuencia por los problemas que ocasionan en la red o central eléctrica cercana. Es por ello que para reducir la distorsión armónica hacemos uso de un transformador desfasador en 30° entre la red y el VFD y con ello conseguimos reducir la 5ta y 7ma armónica, de tal manera que la forma de onda de corriente que va hacia la red es prácticamente sinusoidal.

De manera similar a la configuración precedente, usaremos un VFD Schlumberger SWD para asegurar la calidad de energía en el equipo de fondo.

La configuración a la entrada del VFD quedaría como se muestra en la siguiente figura:

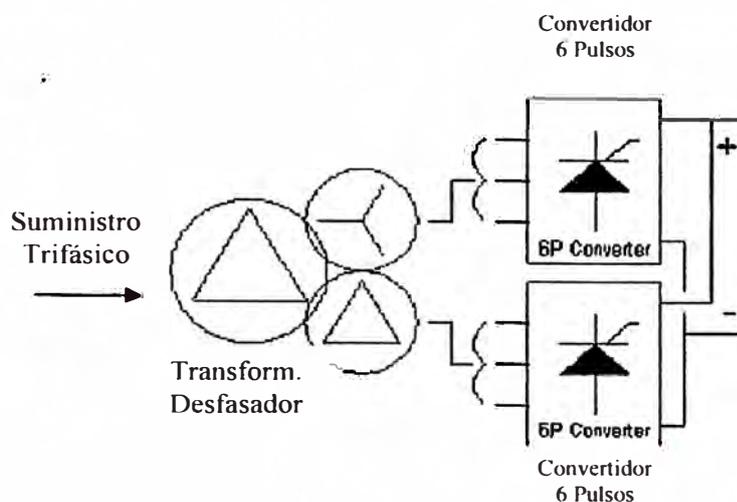


Fig. Nº 3.9: Conexionado del transformador desfasador con la unidad convertidora del VFD

El esquema unifilar de la instalación sería:

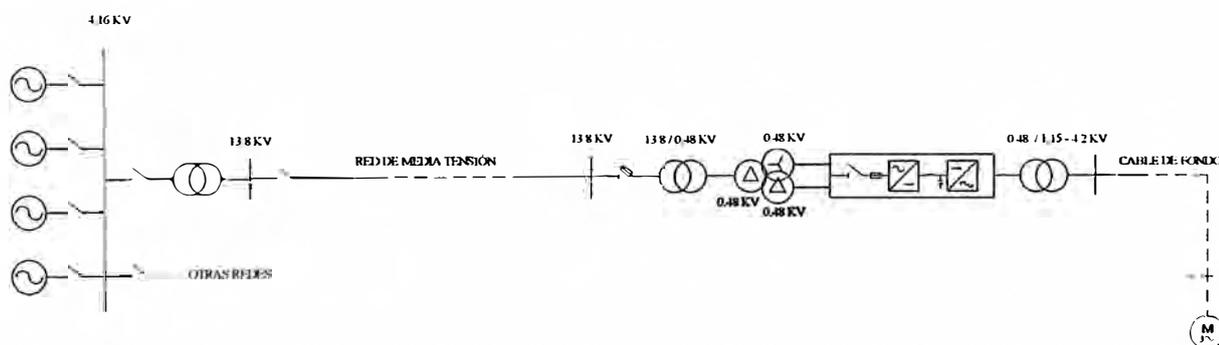


Fig. Nº 3.10: Esquema unifilar de la configuración sugerida

CAPÍTULO IV

ANÁLISIS Y PRESENTACIÓN DE RESULTADOS

4.1 Discusión de resultados en la configuración puesta en marcha en la Nueva Mini Central Eléctrica de la Bateria de Producción de Petróleo “Carmen”

La Nueva Mini Central Eléctrica “Carmen” se constituyó en la primera instalación donde se trabajó para reducir los armónicos en la entrada del VFD; ello debido a la gran cantidad de variadores de frecuencia que tiene como carga directa a pocos metros de la sala de máquinas.

Los problemas con los equipos electrónicos de control de grupos electrógenos eran muy notorios y no se tenía confiabilidad ni calidad de energía aceptable en dicha Central. Los desbalances de voltaje y la inestabilidad en el reparto de carga hacían que los grupos electrógenos salgan fuera de línea lo que repercutía en paradas de pozos.

Para solucionar los problemas mencionados, se instalaron transformadores desfasadores entre el suministro eléctrico y la entrada a la unidad convertidora de cada variador de frecuencia. La Figura N ° 4.2 nos muestra el diagrama unifilar de la Central. Con la ayuda de un equipo de medición Fluke 41B, se pudo medir y visualizar las formas de onda en los diversos puntos de la instalación correspondiente al pozo 1502 (Figura N ° 4.1), el cual cuenta con un variador de frecuencia de 6 pasos, con los siguientes resultados:

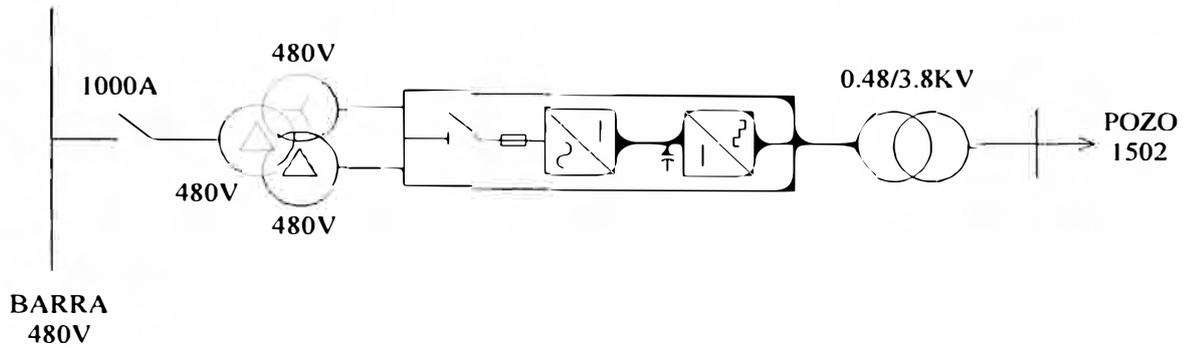


Fig. N° 4.1: Esquema unifilar de la Instalación de equipos de superficie en el pozo Carmen 1502

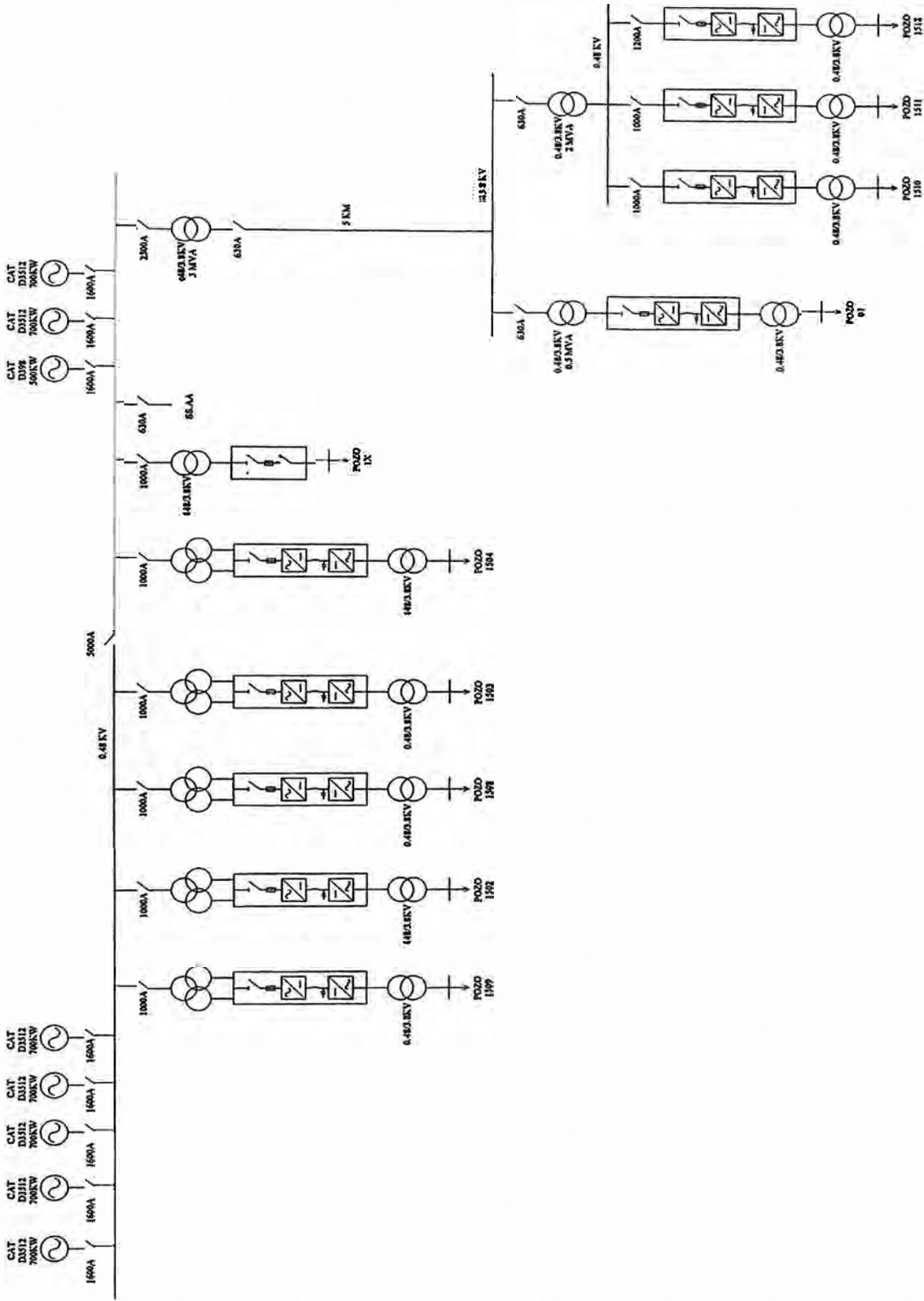


Fig. N° 4.2: Diagrama Unifilar de la Nueva Mini Central "Carmen"

- **Mediciones entre la Barra 480V y la entrada al transformador desfasador:**

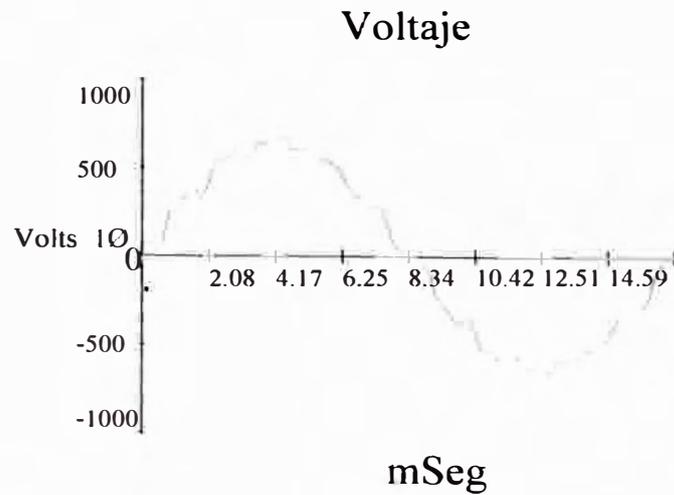


Fig. N° 4.3: Forma de onda de la tensión hacia la Central(Fases AC): Pozo Carmen 1502

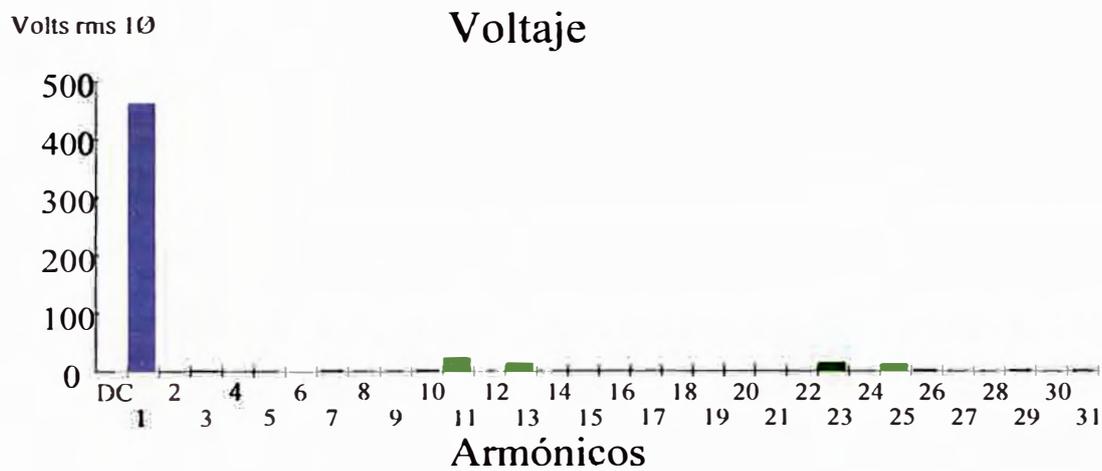


Fig. N° 4.4: Espectro de armónicos en el voltaje hacia la Central(Fases AC): Pozo Carmen 1502

Aunque el notching persiste en la forma de onda de voltaje, podemos apreciar que las armónicas 5ta y 7ma prácticamente han desaparecido.

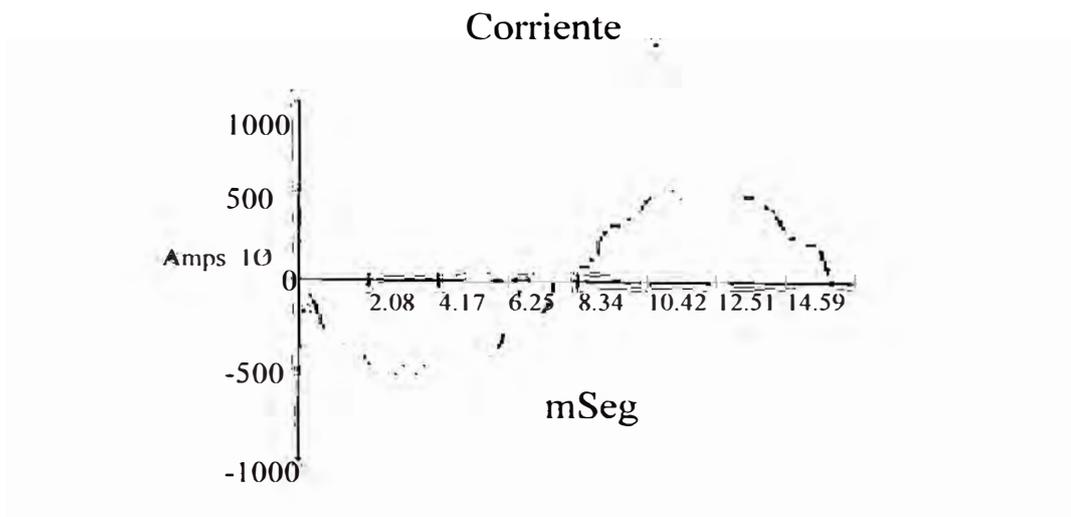


Fig. N° 4.5: Forma de onda de la corriente hacia la Central (Fase C): Pozo Carmen 1502

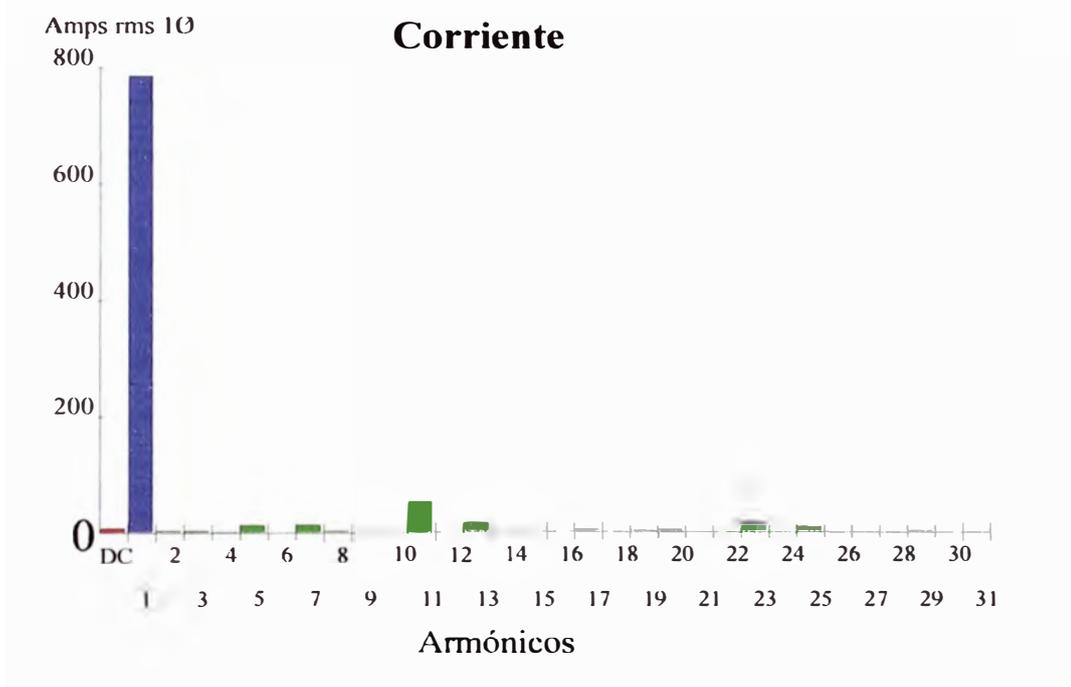


Fig. N° 4.6: Espectro de armónicos en la corriente hacia la Central (Fase C): Pozo Carmen 1502

Podemos apreciar la mejora en la reducción de armónicos en la corriente hacia la Central por la forma de onda misma, la cual dista mucho de la típica que presentan las unidades convertidoras de los VFDs ya sean de tecnología PWM o de 6 pulsos. Las armónicas 5to y 7ma se han reducido notablemente; prácticamente las formas de onda de voltaje y corriente hacia la central son

sinusoidales pero, para poder cumplir con las recomendaciones de la Norma IEEE 519 (1992), aún tenemos que reducir a la 11va. Armónica.

- **Mediciones entre la salida del transformador desfasador y la entrada del variador de frecuencia de 6 pasos:**

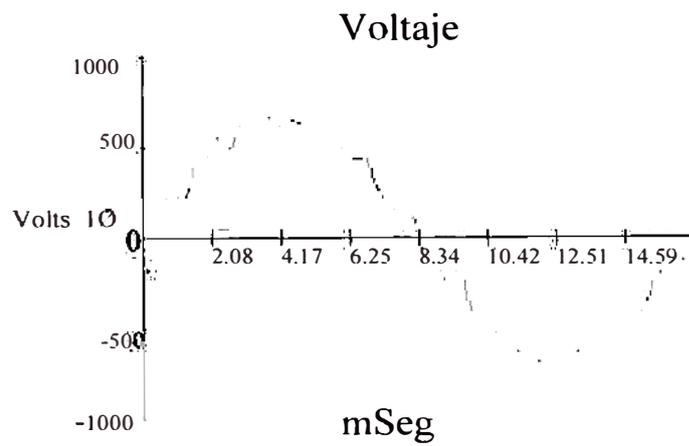


Fig. N° 4.7: Forma de onda de la tensión a la entrada del VFD (Fases AC): Pozo Carmen 1502

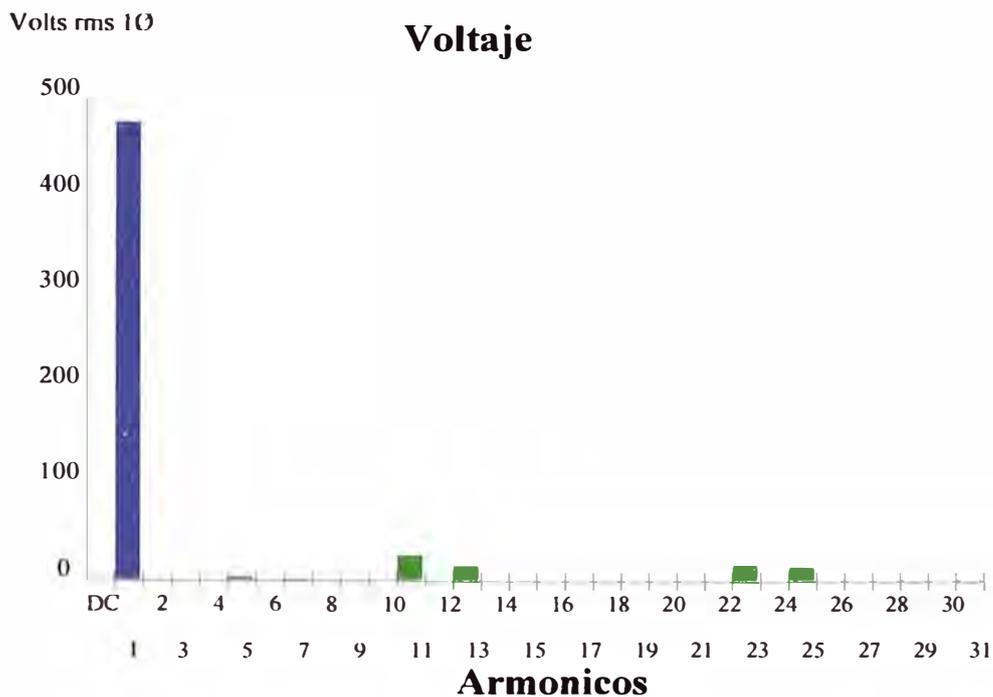


Fig. N° 4.8: Espectro de armónicas de la tensión a la entrada del VFD (Fases AC): Pozo Carmen 1502

El transformador desfasador no tiene mucho efecto en la mejora de la forma de onda del voltaje que pasa a la Central pues como se aprecia en la Figura N° 4.7, prácticamente es la misma que la Figura N° 4.3.

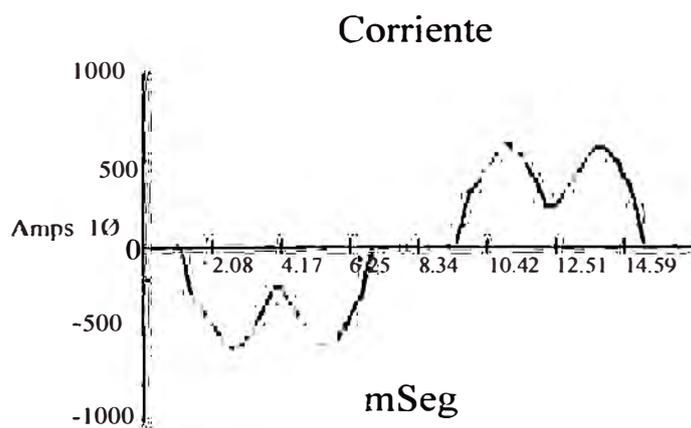
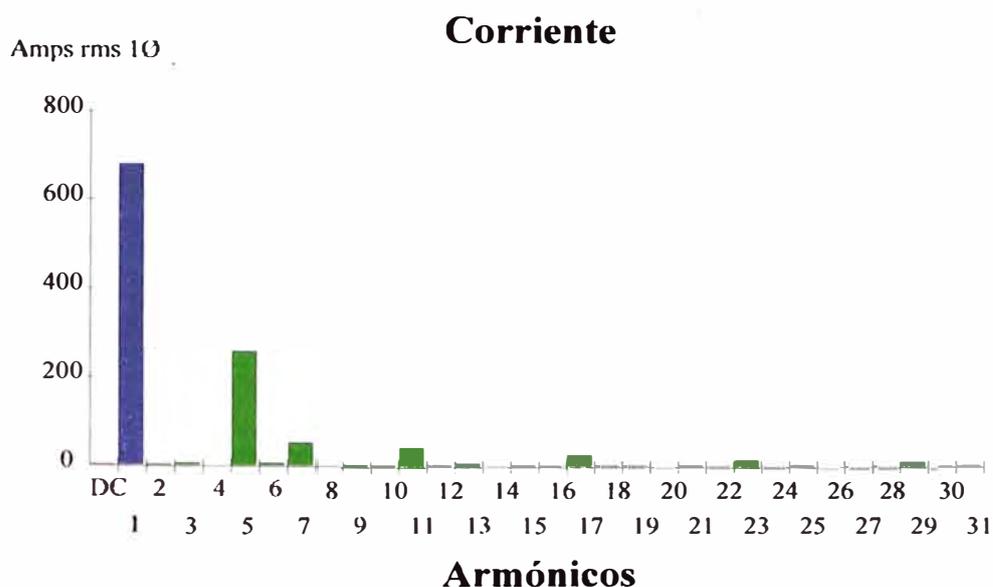


Fig. N° 4.9: Forma de onda de la corriente a la entrada del VFD (Fase C): Pozo Carmen 1502



**Fig. N° 4.10: Espectro de armónicas de la corriente a la entrada del VFD (Fase C):
Pozo Carmen 1502**

Los beneficios de usar un transformador desfasador a la entrada de un variador de frecuencia se notan claramente en la forma de onda de la corriente a la entrada de éste. Comparada con la forma de onda a la entrada del transformador desfasador vemos que efectivamente, a pesar que la carga no es perfectamente balanceada, se filtra casi la totalidad de la magnitud de la 5ta. armónica cuya secuencia es negativa y es la causante de la deformación de la onda sinusoidal de la corriente. De igual forma, la 7ma. Armónica (secuencia positiva) es prácticamente eliminada.

- **Mediciones a la salida del variador de frecuencia de 6 pasos:**

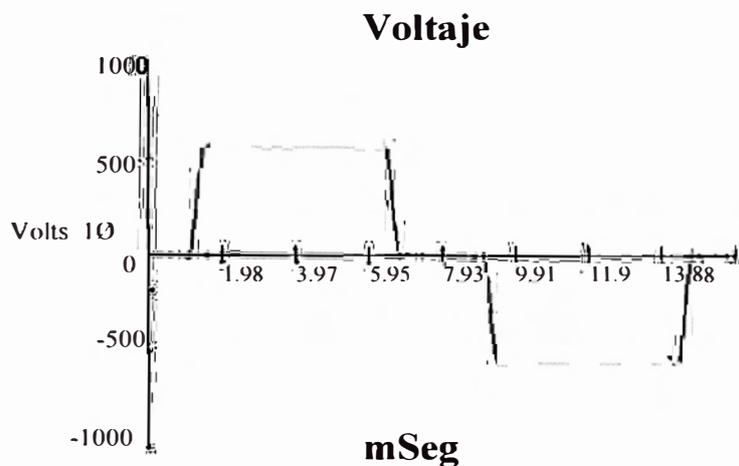


Fig. N° 4.11: Forma de onda de la tensión a salida del VFD (Fases AC): Pozo Carmen 1502

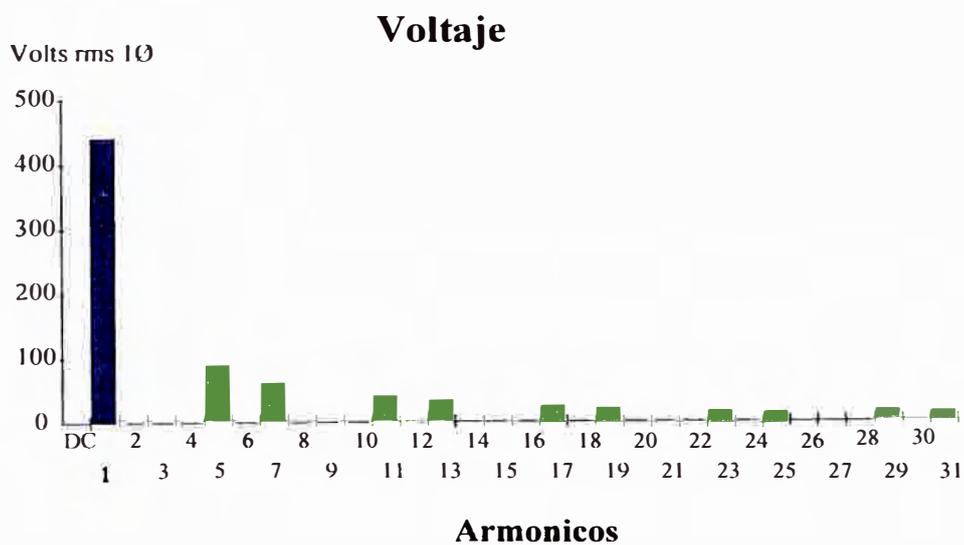


Fig. N° 4.12: Espectro de armónicas de la tensión a salida del VFD (Fases AC): Pozo Carmen 1502

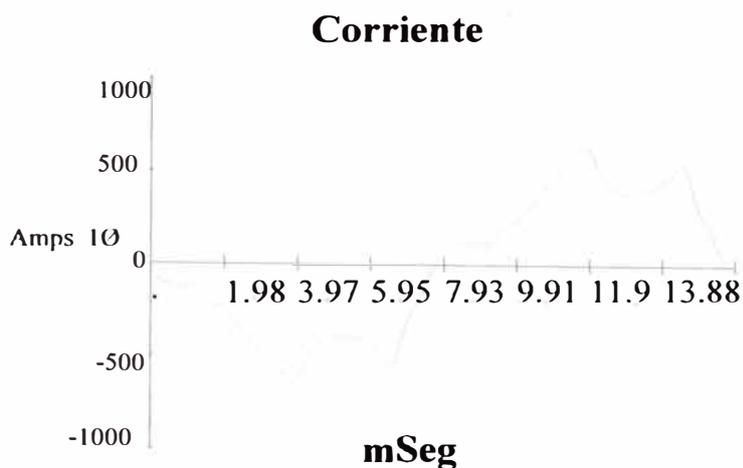


Fig. N° 4.13: Forma de onda de la corriente a salida del VFD (Fase C): Pozo Carmen 1502

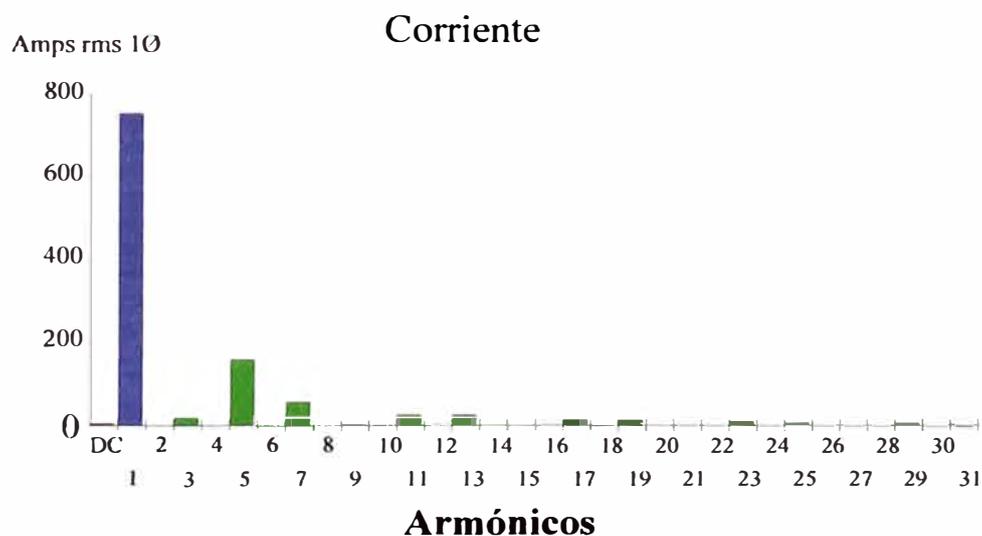


Fig. N° 4.14: Espectro de armónicas de la corriente a salida del VFD (Fase C): Pozo Carmen 1502

El pozo Carmen 1502 está siendo controlado por un variador de 6 pasos Centrilift ICS 875KVA, y las formas de onda presentadas líneas arriba son típicas de esa topología. Lo ideal sería instalar un variador PWM SWD de Schlumberger para asegurar además la calidad de la energía que se suministra al equipo de fondo.

4.2 Discusión de resultados en la configuración puesta en marcha en la Estación Eléctrica del Pozo Petrolero “Dorissa 14”

El Pozo de Producción de Petróleo “Dorissa 14” tiene suministro eléctrico a través de un grupo generador Caterpillar, el cual trabaja independiente de cualquier red eléctrica a dedicación exclusiva del pozo en mención (“grupo satélite”).

Ya que el pozo trabaja con grupo satélite, el problema de los armónicos en la entrada del VFD y que afecta al generador del grupo electrógeno es solucionado al sobredimensionar el mismo según la recomendación Caterpillar, es decir, que la carga armónica no llegue al 66% de la potencia prime del generador. En este caso, la potencia del pozo es 550KW mientras la potencia prime del grupo electrógeno es 850 KW, con lo que la carga del VFD llega al 64.7% y cumplimos con la recomendación.

No siendo preocupante el problema armónico a la entrada del VFD, se optó por mejorar la calidad de energía al equipo de fondo. Cabe recalcar que el pozo Dorissa 14 está considerado como uno de los más importantes en el Lote 1AB por la producción de un tipo de petróleo llamado “liviano” (API cercano a 34) y posee una electrobomba de última generación y capacidad denominada J12000N, de alta potencia.

Es en este pozo donde se probó por primera vez al VFD SWD Schlumberger, el cual mediante su topología inversora PWM más filtro capacitivo incorporado está dando excelentes resultados para la mejora de la calidad de energía. Se tomaron las lecturas a continuación:

- **Mediciones a la entrada del variador de frecuencia de PWM SWD:**

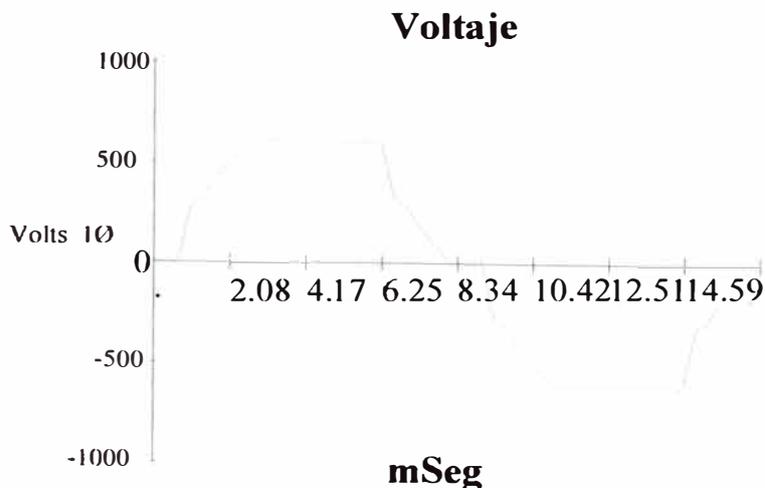


Fig. N° 4.15: Forma de onda de la tensión a entrada del VFD (Fases AC): Pozo Dorissa 14

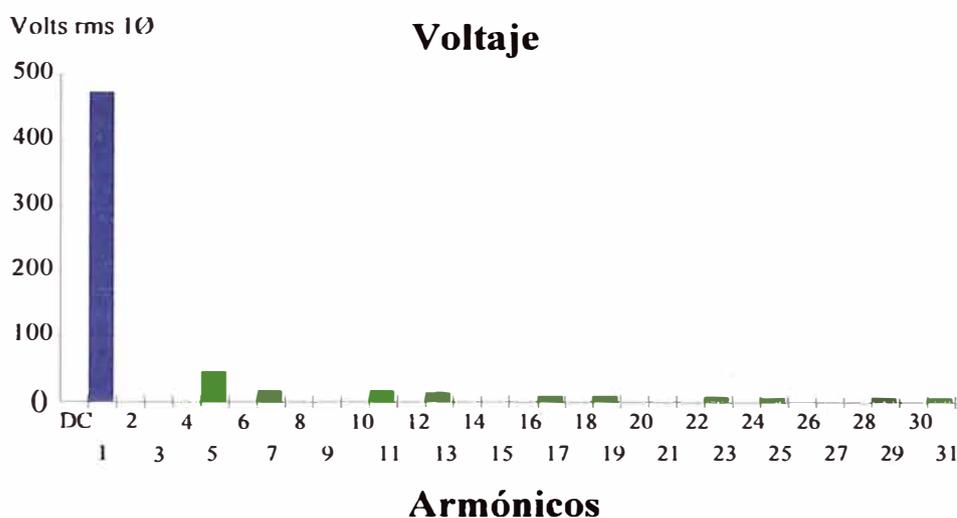


Fig. N° 4.16: Espectro de armónicas de la tensión a entrada del VFD (Fases AC): Pozo Dorissa 14

Se puede notar que en el VFD Schlumberger SWD, la deformación es mayor respecto a la similar en el VFD Centrilift ICS. Cabe recordar que el VDF SWD tiene una etapa convertidora constituida por puente de onda completa no controlada mientras que el VFD ICS la tiene con SCRs.

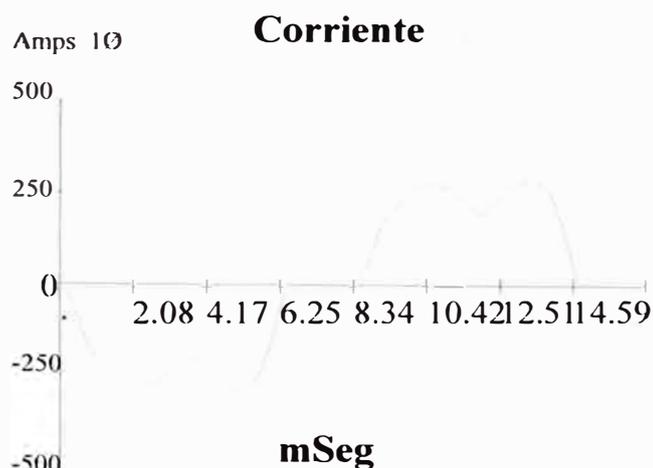


Fig. N° 4.17: Forma de onda de la corriente a entrada del VFD (Fase C): Pozo Dorissa 14

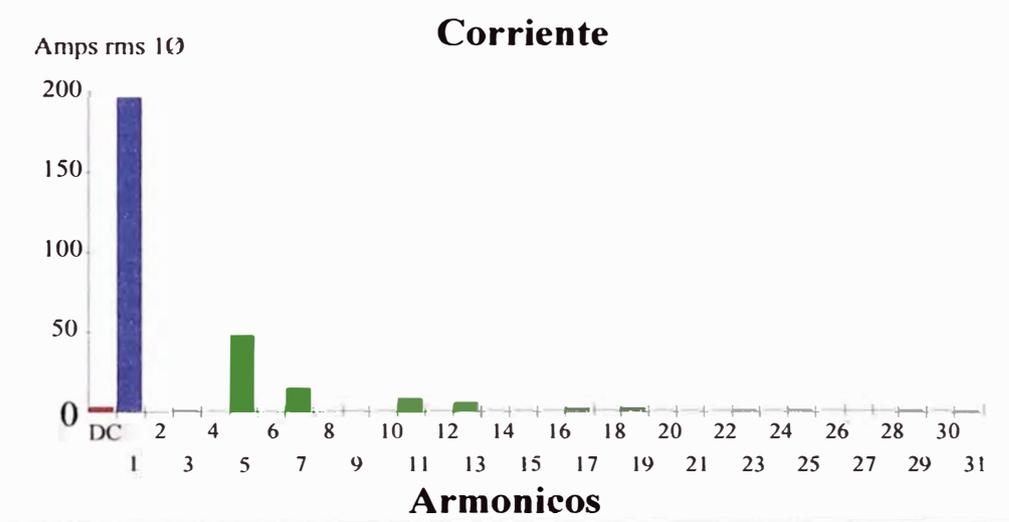


Fig. N° 4.18: Espectro de armónicas de la corriente a entrada del VFD (Fase C): Pozo Dorissa 14

Se nota que en el VFD SWD (rectificadores no controlados) la distorsión de corriente a la entrada es menor que en el VSD ICS (rectificadores controlados). Esto tiene que ver mucho con la mayor tecnología en semiconductores que tiene el VFD SWD (2,004) respecto a la del VFD ICS (1,995); y también se debe a la carga aplicada en este pozo.

- **Mediciones a la salida del variador de frecuencia de PWM SWD:**

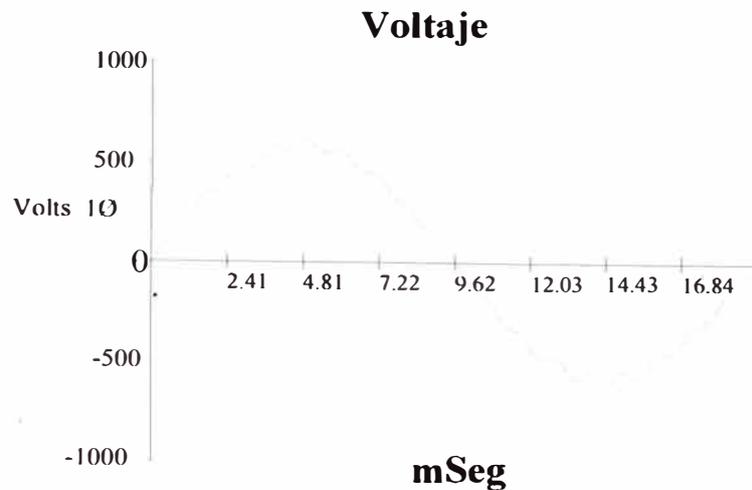


Fig. N° 4.19: Forma de onda de la tensión a salida del VFD SWD (Fases AB): Pozo Dorissa 14

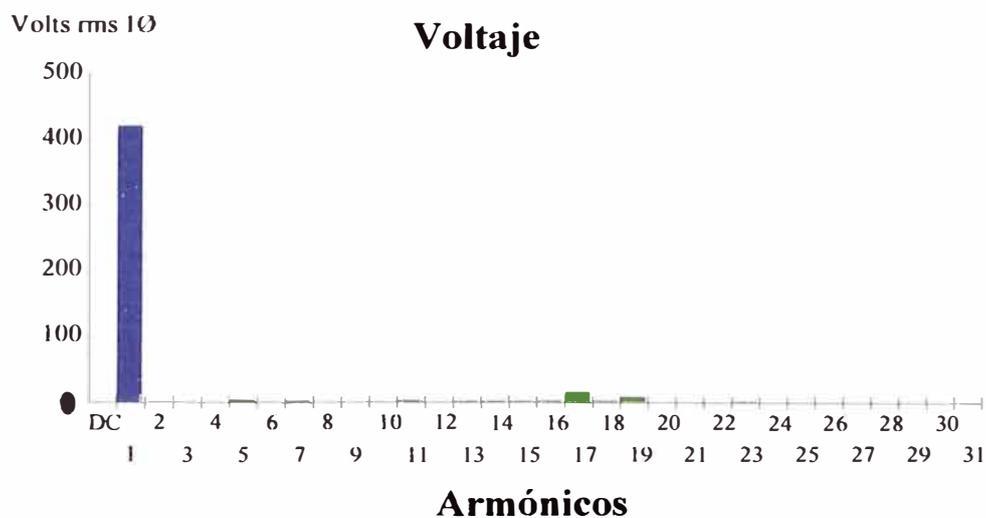


Fig. N° 4.20: Espectro de armónicas de tensión a salida del VFD SWD (Fases AB): Pozo Dorissa 14

Se nota en la forma de onda y el espectro de armónicas de la tensión que la calidad de la energía que llega al pozo es muy buena pues, la forma de onda es prácticamente sinusoidal y el contenido armónico es muy bajo. Este beneficio se obtiene gracias al filtro de condensadores a la salida PWM.

Para estas mediciones se ha utilizado el instrumento Fluke 41B que tiene alcance hasta la 31 armónica pero, también se han efectuado mediciones con el Fluke 43B, el cual tiene un alcance mayor y no se han notado picos de armónicas a frecuencias mayores como ocurría con la anterior versión del VFD de Schlumberger. Esta mejora en el diseño del variador de frecuencia hace que este tipo de VFD sea el adecuado para las instalaciones de equipo de fondo.

Como nota debemos indicar que la medida de amperaje en la fase C (Figuras 4.21 y 4.22), se hizo con la referencia de sentido en la pinza invertida.

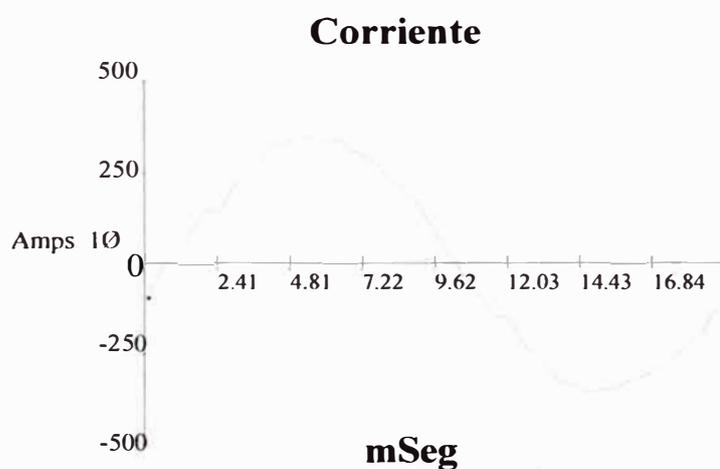


Fig. N° 4.21: Forma de onda de la corriente a salida del VFD SWD (- I_C): Pozo Dorissa 14

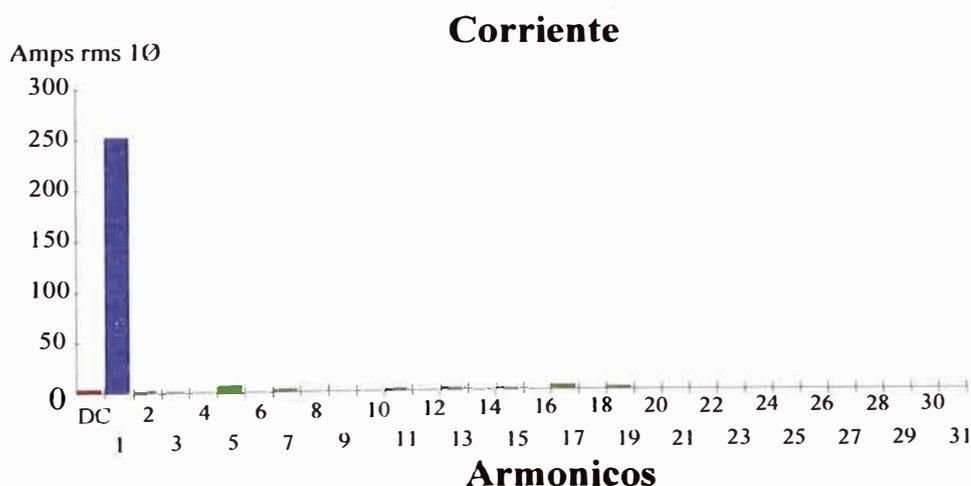


Fig. N° 4.22: Espectro de armónicas de la corriente a salida del VFD SWD (- I_C): Pozo Dorissa 14

Si se compara con la forma de onda de corriente a la salida de los VFDs de 6 pasos, se puede notar la gran diferencia en calidad de energía que va al equipo de fondo. Definitivamente, todo ello contribuye a que haya menor calentamiento en los bobinados del motor de fondo, menor vibración por torques armónicos.

4.3 Comparación de las experiencias con el marco teórico

Para hacer comparaciones de los resultados de las experiencias en los pozos Carmen 1502 y Dorissa 14 con el marco teórico, a continuación se adjuntan las tablas con los datos recogidos por el Fluke 41B de donde podemos sacar lo siguiente:

- **Factor K**

El factor K típico en la entrada de los variadores de frecuencia y que es visto por la red de distribución o la central cercana, está alrededor del 5.85 en el caso del modelo ICS de 6 pasos (6 pulsos en la etapa convertidora y controlada), 3.13 en el caso del VFD SWD (6 pulsos en la etapa convertidora y no controlada); la diferencia está en la mayor tecnología del segundo pero, aún así, las formas de onda de corriente a la entrada son similares como se comentó en las bases teóricas del presente trabajo.

El instrumento Fluke 41B automáticamente da el valor del factor K además que proporciona los valores de magnitud de las armónicas, con lo cual fácilmente se puede calcular dicho factor según la fórmula (2.22).

- **Armónicas Típicas en VFDs**

De acuerdo a las bases teóricas, no deberíamos encontrar armónicas $2n$ en los espectros ya sea en la entrada o salida del variador por la configuración trifásica del mismo, sin embargo, existen y aparecen por la imperfección de las unidades convertidora e inversora o su deterioro.

Esto se puede corroborar comparando las magnitudes de las armónicas $2n$ entre el VDF de 6 pasos con el PWM con filtro incorporado; el segundo, por tener una

tecnología más reciente tiene magnitudes que prácticamente tienden a cero. Afortunadamente, las magnitudes de las armónicas pares no llegan al 0.18% en tensión y al 0.61% en corriente y los mayores valores se encuentran a la entrada del VFD.

De igual manera, no deberíamos encontrar armónicas $3n$ en los espectros debido a que no se usa el neutro para circulación de corriente y el sistema trabaja con neutro aislado pero, debido a que las electrobombas no son exactamente una carga balanceada hacen posible la aparición de estas armónicas aunque en magnitudes que no llegan al 0.29% en la tensión y 2.35% en corriente. Los mayores valores se presentan en la salida del VFD de 6 pasos y en la entrada del VFD PWM con filtro incorporado. Como siempre, los valores para el VFD PWM con filtro incorporado son menores que los del VFD de 6 pasos.

- **Efectividad del transformador desfasador**

De las tablas obtenidas en las mediciones realizadas en el pozo carmen 1502, podemos apreciar que a pesar que existen hechos reales como que las electrobombas no son una carga perfectamente balanceada, el cable de fondo es plano y de gran longitud (3kms), lo que ocasiona desbalances de corriente por inductancia mutua, el mismo deterioro de las unidades convertidoras e inversoras de los variadores de frecuencia, etc.; el transformador desfasador cumple su objetivo en la reducción de armónicos efectivamente, tal es el caso que las armónicas 5ta y 7ma son prácticamente reducidas a cero y las otras, en pequeña proporción, son atenuadas; todo ello en el lado del suministro eléctrico o la central cercana.

Aún así, el transformador desfasador no ayuda en la reducción de la 11va armónica cuando trabaja con variadores de frecuencia de 6 pasos pues está por encima del 6%, valor no recomendado por la norma IEEE 519 (1,992) la cual limita al armónico al 5% aproximadamente.

Esto no ocurre con el VFD PWM con filtro incorporado pues su 11va armónica a la entrada no llega al 4.2%. Otra vez, el factor tecnología se impone.

TABLA N° 4.1: Data en la entrada del transformador desfasador: Pozo Carmen 1502

Entrada al trafo desfasador: Pozo Carmen 1502

	Voltage	Current
RMS	464.5	791.6
Peak	684.2	1128.4
DC Offset	-0.3	-3.9
Crest	1.47	1.43
THD Rms	7.35	7.86
THD Fund	7.37	7.88
KFactor		2.02
Frequency	59.96	

Harmonics	Freq.	V Mag	%V RMS	1 Phase V Ø°	I Mag	%I RMS	1 Phase I Ø°
DC	0.00	0.28	0.06	0.00	7.88	0.99	0
1	59.96	462.84	99.64	0.00	785.62	99.25	-172
2	119.92	0.78	0.17	92.00	4.12	0.52	162
3	179.88	1.19	0.26	-153.00	4.38	0.55	-176
4	239.85	0.25	0.05	111.00	2.38	0.30	-57
5	299.81	1.00	0.22	166.00	13.26	1.67	76
6	359.77	0.09	0.02	174.00	1.00	0.13	28
7	419.73	1.84	0.40	50.00	13.88	1.75	-84
8	479.69	0.81	0.17	-164.00	3.26	0.41	119
9	539.65	0.44	0.09	147.00	0.88	0.11	87
10	599.62	1.28	0.28	-148.00	1.26	0.16	172
11	659.58	23.97	5.16	146.00	52.12	6.58	32
12	719.54	0.28	0.06	180.00	0.38	0.05	-12
13	779.50	14.59	3.14	107.00	14.76	1.86	28
14	839.46	0.69	0.15	165.00	0.76	0.09	8
15	899.42	0.31	0.07	0.00	1.00	0.13	36
16	959.38	0.47	0.10	-178.00	1.50	0.19	84
17	1019.35	1.09	0.24	-39.00	3.50	0.44	154
18	1079.31	0.19	0.04	-48.00	1.00	0.13	-103
19	1139.27	1.06	0.23	-100.00	2.38	0.30	-160
20	1199.23	0.53	0.11	28.00	2.76	0.35	-63
21	1259.19	0.28	0.06	-79.00	0.88	0.11	-133
22	1319.15	0.47	0.10	29.00	1.76	0.22	-5
23	1379.12	14.09	3.03	13.00	18.62	2.35	-129
24	1439.08	0.50	0.11	63.00	0.26	0.03	125
25	1499.04	12.53	2.70	-49.00	8.76	1.11	-110
26	1559.00	1.41	0.30	-3.00	1.50	0.19	-147
27	1618.96	0.19	0.04	-15.00	0.50	0.06	-118
28	1678.92	0.34	0.07	-11.00	1.00	0.13	-156
29	1738.88	1.63	0.35	-169.00	2.62	0.33	-16
30	1798.85	0.03	0.01	-65.00	0.62	0.08	94
31	1858.81	1.81	0.39	135.00	1.76	0.22	56

TABLA N° 4.2: Data en la entrada del VFD ICS 6 pasos: Pozo Carmen 1502

Entrada al VFD ICS de 6 pasos: Pozo Carmen 1502

	Voltage	Current
RMS	479.3	735.6
Peak	709.3	1200.8
DC Offset	-0.3	-1.5
Crest	1.48	1.63
THD Rms	7.96	37.07
THD Fund	7.99	39.92
KFactor		5.85
Frequency	59.96	

Harmonics	Freq.	V Mag	%V RMS	1 Phase V Ø°	I Mag	%I RMS	1 Phase I Ø°
DC	0.00	0.31	0.07	0.00	3.00	0.41	0
1	59.96	477.25	99.57	0.00	679.88	92.41	-178
2	119.92	0.88	0.18	82.00	4.50	0.61	21
3	179.88	1.38	0.29	160.00	7.76	1.05	51
4	239.85	0.31	0.07	40.00	1.26	0.17	58
5	299.81	3.63	0.76	101.00	259.00	35.21	8
6	359.77	0.09	0.02	41.00	7.12	0.97	126
7	419.73	1.69	0.35	-70.00	54.12	7.36	170
8	479.69	0.56	0.12	65.00	1.76	0.24	141
9	539.65	0.63	0.13	18.00	6.26	0.85	-141
10	599.62	1.00	0.21	52.00	4.62	0.63	-80
11	659.58	26.28	5.48	-32.00	44.12	6.00	-138
12	719.54	0.31	0.07	-136.00	4.76	0.65	-50
13	779.50	15.72	3.28	-74.00	9.12	1.24	-156
14	839.46	0.31	0.07	-63.00	1.88	0.25	34
15	899.42	0.34	0.07	-180.00	5.00	0.68	52
16	959.38	0.22	0.05	-28.00	4.00	0.54	133
17	1019.35	0.78	0.16	82.00	28.26	3.84	50
18	1079.31	0.13	0.03	-12.00	4.38	0.59	146
19	1139.27	0.84	0.18	-6.00	4.38	0.59	44
20	1199.23	0.38	0.08	70.00	1.00	0.14	-84
21	1259.19	0.28	0.06	91.00	4.62	0.63	-115
22	1319.15	0.75	0.16	14.00	3.62	0.49	-42
23	1379.12	17.00	3.55	15.00	16.12	2.19	-120
24	1439.08	0.41	0.08	-123.00	2.88	0.39	-21
25	1499.04	14.03	2.93	-47.00	5.00	0.68	-98
26	1559.00	0.81	0.17	-60.00	1.12	0.15	108
27	1618.96	0.19	0.04	-59.00	3.12	0.42	79
28	1678.92	0.38	0.08	-53.00	3.62	0.49	150
29	1738.88	1.75	0.37	115.00	12.12	1.65	84
30	1798.85	0.19	0.04	-30.00	2.50	0.34	177
31	1858.81	1.88	0.39	53.00	4.12	0.56	67

TABLA N° 4.3: Data en la salida del VDF ICS 6 pasos: Pozo Carmen 1502

Salida del VFD ICS de 6 pasos: Pozo Carmen 1502

	Voltage	Current
RMS	457.9	776.2
Peak	591.7	1319.2
DC Offset	-0.2	-5.6
Crest	1.29	3.4
THD Rms	27.17	45
THD Fund	28.23	46.18
KFactor		2.93
Frequency	63.04	

Harmonics	Freq.	V Mag	%V RMS	1 Phase	I Mag	%I RMS	1 Phase
				V Ø°			I Ø°
DC	0.00	0.19	0.04	0.00	5.50	0.71	0
1	63.04	440.41	96.18	0.00	755.38	97.33	172
2	126.07	0.31	0.07	127.00	1.50	0.19	-59
3	189.11	1.31	0.29	150.00	18.26	2.35	-122
4	252.15	0.09	0.02	180.00	0.76	0.10	22
5	315.18	85.47	18.67	-179.00	158.50	20.42	-116
6	378.22	0.22	0.05	-62.00	0.62	0.08	59
7	441.26	59.53	13.00	-179.00	56.88	7.33	-26
8	504.29	0.22	0.05	-12.00	0.38	0.05	71
9	567.33	0.66	0.14	-32.00	3.88	0.50	-82
10	630.36	0.31	0.07	15.00	0.12	0.02	52
11	693.40	39.00	8.52	2.00	23.88	3.08	64
12	756.44	0.22	0.05	70.00	0.38	0.05	-70
13	819.47	31.91	6.97	1.00	23.88	3.08	165
14	882.51	0.19	0.04	166.00	0.38	0.05	-136
15	945.55	0.50	0.11	157.00	1.62	0.21	46
16	1008.58	0.22	0.05	-127.00	0.50	0.06	-62
17	1071.62	24.72	5.40	-179.00	13.62	1.76	-89
18	1134.66	0.41	0.09	-96.00	0.38	0.05	178
19	1197.69	21.63	4.72	-179.00	13.26	1.71	-26
20	1260.73	0.22	0.05	-53.00	0.38	0.05	25
21	1323.77	0.31	0.07	-39.00	2.00	0.26	148
22	1386.80	0.16	0.03	4.00	0.88	0.11	-176
23	1449.84	18.09	3.95	2.00	10.12	1.30	82
24	1512.88	0.31	0.07	96.00	0.26	0.03	-162
25	1575.91	16.47	3.60	1.00	6.26	0.81	149
26	1638.95	0.31	0.07	162.00	0.26	0.03	-123
27	1701.99	0.38	0.08	-148.00	0.50	0.06	-129
28	1765.02	0.25	0.05	-134.00	0.12	0.02	-54
29	1828.06	14.47	3.16	-178.00	5.62	0.72	-123
30	1891.09	0.19	0.04	-68.00	0.26	0.03	-65
31	1954.13	13.47	2.94	179.00	2.76	0.35	-20

TABLA N° 4.4: Data en la entrada del VFD SWD (PWM+ filtro incorporado): Pozo Carmen 1502

Entrada al VFD SWD (PWM + filtro de condensadores incorporado): Pozo Dorissa 14

	Voltage	Current
RMS	477.8	814.8
Peak	635.5	1188.8
DC Offset	-0.5	-3.1
Crest	1.33	1.46
THD Rms	12.33	25.2
THD Fund	12.42	26.04
KFactor		3.13
Frequency	59.96	

Harmonics	Freq.	V Mag	%V RMS	1 Phase V Ø°	I Mag	%I RMS	1 Phase I Ø°
DC	0.00	0.53	0.11	0.00	12.52	1.53	0
1	59.96	473.94	99.19	0.00	788.24	96.75	-165
2	119.92	0.06	0.01	-35.00	0.24	0.03	6
3	179.88	0.34	0.07	156.00	4.52	0.55	108
4	239.85	0.16	0.03	70.00	1.76	0.21	48
5	299.81	47.59	9.96	-170.00	191.24	23.47	80
6	359.77	0.13	0.03	105.00	1.00	0.12	70
7	419.73	17.84	3.73	-130.00	59.24	7.27	179
8	479.69	0.19	0.04	77.00	1.24	0.15	80
9	539.65	0.16	0.03	169.00	1.00	0.12	10
10	599.62	0.09	0.02	94.00	0.52	0.06	49
11	659.58	18.09	3.79	127.00	34.24	4.20	16
12	719.54	0.16	0.03	54.00	0.76	0.09	60
13	779.50	14.84	3.11	141.00	24.00	2.95	86
14	839.46	0.13	0.03	56.00	1.00	0.12	34
15	899.42	0.16	0.03	-7.00	0.76	0.09	-132
16	959.38	0.03	0.01	-8.00	0.00	0.00	28
17	1019.35	8.63	1.81	20.00	9.76	1.20	-86
18	1079.31	0.06	0.01	42.00	0.52	0.06	67
19	1139.27	8.94	1.87	51.00	8.76	1.07	-10
20	1199.23	0.09	0.02	76.00	0.52	0.06	62
21	1259.19	0.19	0.04	-86.00	0.52	0.06	33
22	1319.15	0.03	0.01	153.00	0.52	0.06	39
23	1379.12	8.16	1.71	-95.00	5.52	0.68	153
24	1439.08	0.09	0.02	108.00	0.52	0.06	37
25	1499.04	6.59	1.38	-71.00	5.24	0.64	-117
26	1559.00	0.06	0.01	176.00	0.00	0.00	-139
27	1618.96	0.22	0.05	174.00	0.52	0.06	169
28	1678.92	0.16	0.03	105.00	0.24	0.03	-162
29	1738.88	6.09	1.28	165.00	4.76	0.58	44
30	1798.85	0.09	0.02	106.00	0.24	0.03	90
31	1858.81	5.75	1.20	-177.00	4.76	0.58	141

TABLA N° 4.5: Data en la salida del VDF SWD (PWM+ filtro incorporado): Pozo Carmen 1502

Salida del VFD SWD (PWM + filtro de condensadores incorporado): Pozo Dorissa 14

	Voltage	Current
RMS	422	757.8
Peak	629.2	1085.7
DC Offset	-0.7	-3.8
Crest	1.49	1.43
THD Rms	4.35	3.99
THD Fund	4.35	4
KFactor		1.16
Frequency	51.97	

Harmonics	Freq.	V Mag	%V RMS	1 Phase V Ø°	I Mag	%I RMS	1 Phase I Ø°
DC	0.00	0.69	0.16	0.00	11.25	1.48	0
1	51.97	420.94	99.74	0.00	756.75	99.88	-16
2	103.93	0.25	0.06	21.00	5.82	0.77	-168
3	155.90	0.22	0.05	-69.00	3.18	0.42	57
4	207.87	0.63	0.15	-81.00	2.43	0.32	-28
5	259.83	3.91	0.93	-92.00	23.07	3.04	3
6	311.80	0.16	0.04	-25.00	1.68	0.22	73
7	363.77	3.53	0.84	-164.00	7.32	0.97	-57
8	415.73	0.31	0.07	92.00	0.93	0.12	154
9	467.70	0.22	0.05	15.00	1.32	0.17	84
10	519.67	0.28	0.07	-153.00	0.00	0.00	82
11	571.63	2.47	0.58	-67.00	5.07	0.67	59
12	623.60	0.56	0.13	33.00	0.39	0.05	8
13	675.57	1.53	0.36	114.00	5.64	0.74	32
14	727.53	1.59	0.38	-60.00	2.25	0.30	-122
15	779.50	1.41	0.33	39.00	3.75	0.49	-103
16	831.47	2.44	0.58	-8.00	2.25	0.30	-128
17	883.43	15.00	3.55	-34.00	11.82	1.56	-165
18	935.40	1.94	0.46	126.00	1.68	0.22	44
19	987.37	7.34	1.74	152.00	6.57	0.87	91
20	1039.33	1.13	0.27	-46.00	0.93	0.12	-167
21	1091.30	0.78	0.19	90.00	1.14	0.15	-23
22	1143.27	0.28	0.07	53.00	0.57	0.07	150
23	1195.23	1.53	0.36	148.00	0.75	0.10	-34
24	1247.20	0.47	0.11	-5.00	0.00	0.00	76
25	1299.17	0.44	0.10	-51.00	0.57	0.07	-134
26	1351.13	0.25	0.06	75.00	0.39	0.05	166
27	1403.10	0.19	0.04	-32.00	0.93	0.12	-4
28	1455.07	0.13	0.03	150.00	0.18	0.02	168
29	1507.03	0.53	0.13	-48.00	0.93	0.12	-79
30	1559.00	0.16	0.04	-160.00	0.39	0.05	-51
31	1610.97	0.13	0.03	103.00	0.39	0.05	-122

4.4 Análisis Económico

El análisis económico estará enfocado a los beneficios en el equipo de fondo, los cuales son los de mayor trascendencia y se comenzará enumerando los que se obtendrán al implementar las soluciones expuestas para la reducción de armónicos:

- **Aumento en el run life del equipo de fondo**

De acuerdo a la Tabla N ° 1.1: Estadística de Instalaciones de Pozos, con la implementación de variadores PWM con filtro capacitivo incorporado esperamos que el tiempo de vida o run life del equipo de fondo llegue a ser similar al alcanzado por los pozos que son controlados por arrancadores directos; es más, el run life debe ser mayor puesto que el equipo de fondo aparte de contar con una calidad de energía prácticamente sinusoidal, ya no soportará las altas solicitaciones eléctricas que se tienen en los arranques con arrancadores directos.

Hay historial de reportes de fallas de pozos donde se indican que hay pozos que estando con variador de frecuencia o con arrancador directo, han sobrepasado los 1000 días de operación e inclusive un número más reducido han pasado los 1500 días. ⁽³⁾

TABLA N° 4.6: Base de datos de pozos con tiempo de vida > 1000 días

Suministro	Controlador del Pozo	Nro de Instalaciones	Total de días de Operación	Días de Operación promedio por instalación
Generador Satélite	Variador de Frecuencia	7	8,630	1,233
	Arrancador Directo	31	38,085	1,229
Red de Distribución	Variador de Frecuencia	7	8,572	1,225
	Arrancador Directo	10	12,380	1,238

TABLA N° 4.7: Base de datos de pozos con run life > 1500 días

Suministro	Controlador del Pozo	Nro de Instalaciones	Total de días de Operación	Días de Operación promedio por instalación
Generador Satélite	Variador de Frecuencia	1	2,205	2,205
	Arrancador Directo	21	41,530	1,978
Red de Distribución	Variador de Frecuencia	1	1,796	1,796
	Arrancador Directo	5	10,679	2,136

En nuestro estudio económico para ser conservadores sólo estimaremos que nuestra meta como run life será 850 días, lo que equivale a que el pozo esté funcionando con un arrancador directo y con suministro de energía desde una central. Luego, de la Tabla N ° 1.1 tenemos:

Nro de Instalaciones 401
 Total de Días de Operación 256,562

Con el nuevo run life de 850 días tendremos que para un periodo similar de análisis (7 años desde 1996 al 2003) solo tendremos:

Nro de Instalaciones 302

Es decir, en el peor de los casos podremos ahorrar 99 instalaciones o servicios de pozo y, suponiendo que éstas sean solamente pulling, el ahorro lo podemos cuantificar en base a los datos de la Tabla N ° 1.2:

$$99 \times (80,000 + 250,000) = 32' 670, 000 \text{ US\$}$$

O sea, un promedio de 4' 667, 143 US\$ / año

Llevando este ahorro hacia cada pozo y teniendo en cuenta que la Operación en el Lote 1AB cuenta con 124 pozos petroleros que trabajan con electrobombas sumergidas, tenemos:

Ahorro por pozo anual 37,638 US\$

Concluyendo: Por la instalación de un VFD SWD hay un ahorro desde su instalación.

- Aumento en la Capacidad de Producción en la electrobomba**

El aumento en la capacidad de producción de la electrobomba sumergida está ligado al incremento de temperatura a causa de los armónicos. En el Capítulo de Bases Teóricas se vió que el incremento de temperaturas está entre el 7 al 10% dependiendo del tipo de topología del VFD.

A continuación se muestra un estudio realizado por la Cía. Schlumberger en el Pozo Carmen 1508 al respecto, de donde sacaremos nuestras conclusiones y datos para la estimación de los ahorros en este rubro: ⁽²⁾

Cuando se hace la simulación para verificar el comportamiento que tendrá la electrobomba usando arrancador directo, se tiene que podemos trabajar con 60Hz para obtener la producción deseada, en este caso 8526 barriles por día y la temperatura en el fondo llega hasta los 313.8 F.

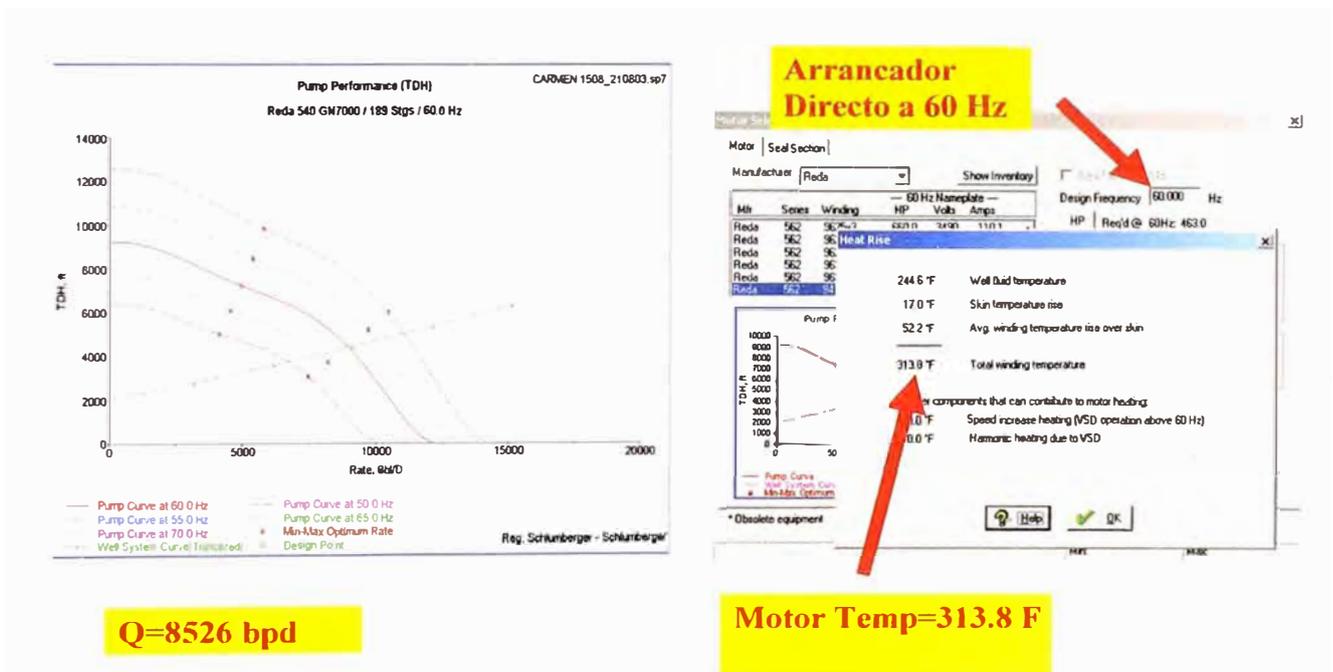


Fig. Nº 4.23: Simulación de performance con arrancador directo: Pozo carmen 1508

Cuando proponemos la misma instalación para que trabaje con variador de 6 pasos, vemos que no podemos llegar a más de 59 Hz debido a que por efectos de la distorsión armónica, la temperatura de fondo llega a los 320.5 F. Ello implica que debemos estar limitados a operar con 59Hz y obtener una producción de 8,325 barriles por día.

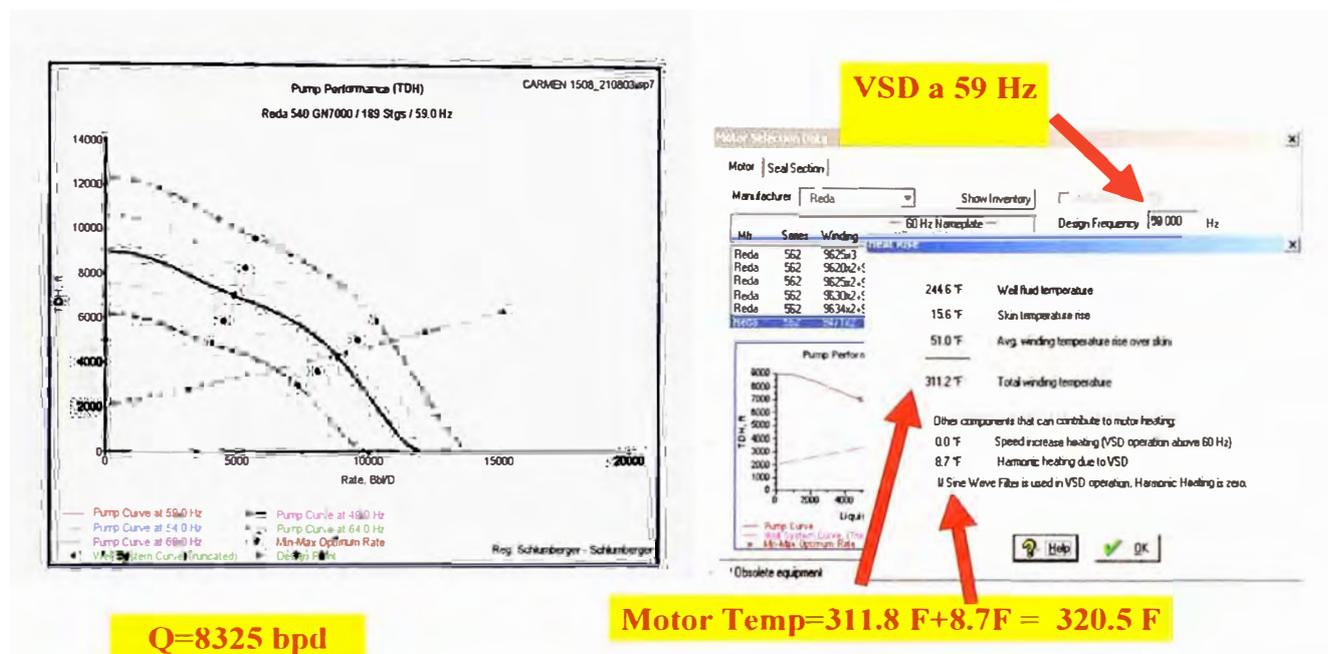


Fig. N° 4.24: Simulación de performance con VFD 6 pasos: Pozo carmen 1508

Para este pozo en particular, la pérdida de producción llega a los 201 barriles de petróleo por día. Lo que si es importante es notar que la distorsión armónica siempre nos impedirá llegar a la frecuencia de operación deseada en por lo menos 1Hz.

El mayor porcentaje de los pozos en el Lote 1AB tiene una producción de 8,500 barriles por día con un corte de agua que alcanza el 96%, por lo que, podemos decir que una pérdida de producción representativa es la que se obtuvo en la simulación del Pozo Carmen 1508, es decir, 201 barriles por día. Hay que resaltar que los 201 barriles incluyen agua de formación y petróleo (producción bruta).

Aplicando el factor de corte de agua, obtenemos la cantidad neta de petróleo para venta:

Pérdidas = $0.04 \times 201 = 8.04$ barriles netos de petróleo al día;

Cuantificando este monto al precio internacional obtenemos:

Pérdidas (US\$) = $8.04 \times 60 = 482.4$ al día

Pérdidas por Pozo al año = 176, 076 US\$

Teniendo en cuenta que el variador de frecuencia Schlumberger SWD con filtro incorporado cuesta: US\$ 120,000; tenemos todos los datos para poder realizar el análisis económico:

ANÁLISIS ECONÓMICO

Beneficios anuales por pozo

Aumento en el run life	37,638
Aumento en la capacidad de Producción	176,076

213,714

Inversión por Pozo

Adquisición VFD SWD	(120,000)
---------------------	-----------

VAN (15%) 95,101

TIR 78.09%

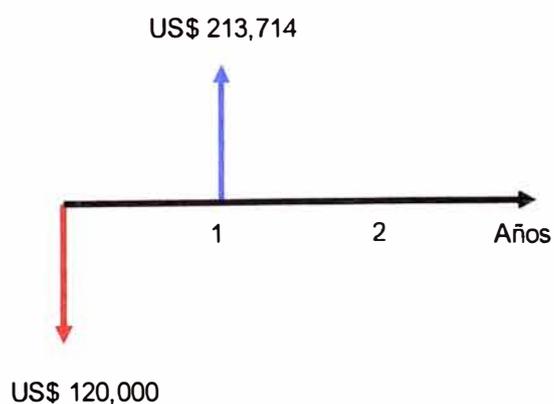


Fig. N° 4.25: Inversión vs. Ahorros en el tiempo

CONCLUSIONES

1. Existen las soluciones para poder reducir los problemas de armónicos ya sea hacia el suministro eléctrico o hacia la carga. Dependiendo del proceso que está siendo afectado por estos problemas puede resultar muy económico la implementación de estas soluciones como es el caso de pozos petroleros.
2. Definitivamente, al momento de pensar en adquirir un variador de frecuencia debemos tener en cuenta que los variadores con tecnología reciente son los que nos darán menos problemas de armónicos y, sobretodo, buscar fabricantes que tengan gran trayectoria en el medio o de lo contrario, solicitar al proveedor toda la información acerca de la tecnología de sus componentes y sus parámetros de operación.
3. Dependiendo de la configuración del sistema eléctrico será atractivo o no el pensar instalar un transformador desfasador para reducir armónicos en el lado del suministro eléctrico. Por ejemplo, en el caso de generación aislada (“generadores satélites”) que alimentan cargas armónicas puede ser suficiente con cumplir la recomendación Caterpillar, es decir, que la carga armónica llegue a lo más al 66% de la potencia prime del generador. Si la carga armónica es alimentada por una central o red de distribución habría que analizar la incidencia del problema en los otros equipos de la red o en la red misma para determinar la adquisición de un transformador desfasador.
4. Con razonamiento similar al punto anterior, dependiendo de la importancia de la carga o proceso que haga uso de variadores de frecuencia para su control, pensaremos en la conveniencia o no de adquirir VFDs del tipo SWD con filtro incorporado para mejorar la calidad de la energía hacia la carga.

5. En el estudio se resalta la importancia de evaluar al factor K de la carga armónica por los problemas de sobrecalentamiento que origina, lo que obliga a adquirir equipos diseñados con factor K o sino, utilizar los equipos con un “derate” o reducción de su capacidad, como se hace con los transformadores. Los equipos modernos de medición son portátiles y poseen un display donde se puede apreciar la forma de onda de la señal medida además que proporcionan automáticamente el valor del factor K y la descomposición en fourier de las armónicas existente; estos equipos tienen interfase para volcar los datos mediante software a la computadora.
6. Los equipos electrónicos no son perfectos y por lo tanto, los variadores de frecuencia tampoco, es por ello que cuando se realizan mediciones y se analizan las componentes armónicas existentes, vemos con gran sorpresa que existen las armónicas pares y las que son múltiplo de 3; las cuales, por la concepción de los VFds no deberían estar presentes. Afortunadamente, sus magnitudes no llegan al 2% de la fundamental.
7. De los variadores mencionados en este estudio, el Schlumberger SWD (PWM + filtro incorporado) cumple con la Norma IEEE 519 1992 y parece el más indicado tanto para reducir armónicos en el suministro eléctrico como par la carga.
8. El problema de los picos de sobretensión en las formas de onda a la salida de variadores de frecuencia no es visualizado debido a la falta de equipo de medición adecuado. Normalmente se emplean multímetros analógicos y digitales, inclusive con la tecnología True RMS; los cuales no tienen un display donde se aprecie la forma de onda y se visualicen los mencionados picos. Instrumentos como el Fluke 41B o el Fluke 43B ayudan para este fin e inclusive, nos dan la magnitud de los picos de sobretensión. Por tanto, es recomendable que cuando se tengan cargas armónicas se utilicen los equipos de medición adecuados para evitar problemas de alta sollicitación del aislamiento eléctrico y consecuentemente su falla.

ANEXOS

ANEXO A

**VARIADOR DE FRECUENCIA SCHLUMBERGER SWD CON FILTRO CAPACITIVO
INCORPORADO 1000 KVA (6 PULSOS NO CONTROLADO / PWM)**

SpeedStar SWD

Schlumberger

Variable speed drive

The SpeedStar SWD variable speed drive (VSD) is new Schlumberger technology for controlling an electrical submersible motor. Available in ratings ranging from 200 to 1,500 kVA, this new VSD produces a nearly sinusoidal output voltage and current, which results in higher efficiency of the motor. The unit can improve pump system run life, increase performance, and provide higher efficiency.

A patented SpeedStar SWD drive output filter is incorporated in a modified pulse width modulated VSD motor controller. The resulting output voltage is similar to a rotating generator output, and it has no application difficulties when used with any submersible pump at any cable length. Because of lower voltage stress, the life expectancy of the motor and cabling is prolonged.

Operation

Many studies have shown that when a standard VSD is used, system variations such as cables, depth, and transformer tap setting can affect output wave shape and make it difficult to predict actual voltage at the motor. The SpeedStar SWD drive removes the uncertainty and makes the output voltage more predictable for longer life of the penetrators, cables, and motors.

SpeedStar SWD drives provide a nearly sinusoidal output waveform. This insures constant speed and torque control by calculating the main output current vector into a separate magnetizing and torque current vector. With its improved wave shape, the SpeedStar SWD drive output voltage eliminates the serious starting stress that can cause premature insulation failure in the motor windings. SpeedStar SWD drives will not initiate a premature failure on weak or compromised insulation in an older well, and are designed to increase the time before the well requires replacement of equipment because of electrical stress-related failures. Additional benefits include higher torque per amp, less motor heating, and reduced torque pulsations. The SpeedStar SWD drive provides state-of-the-art motor control by utilizing a full wave diode bridge rectifier, a constant voltage DC bus, and insulated gate bipolar transistors (IGBT). This variable speed drive is available in indoor NEMA 1 and outdoor NEMA 3R enclosures. Outdoor ratings have no exterior to interior air exchange.

Application

- Electrical submersible pump (ESP) completions

Benefits

- Improves system efficiency and life of equipment
- Saves energy
- Reduces electrical stress on cable and downhole equipment
- Decreases output transformer noise and heat rise
- Plug and play system does not require a wellsite power analysis.

Features

- Reduces resonant current losses
- Works with all ESP systems regardless of cable length
- Over and under protection for current and voltage
- Short circuit protection
- Load side phase-to-phase short circuit protection
- Heat sink over-temperature protection
- Overload protection with soft stall
- Momentary power failure ride through
- Emergency stop
- Open output phase

The SpeedStar SWD, an 815kVA outdoor unit, in a NEMA 3R enclosure rated at 981A full load.





SpeedStar SWD Operations Manual

Reference:	InTouch ID 4060000
Version:	1
Release Date:	28-Apr-2005
EDMS UID:	275323047
Produced:	28-Apr-2005 22:26:56
Owner:	AL Engineering EPC
Author:	AL Engineering EPC

Private

1 PRODUCT DESCRIPTION

The Schlumberger Sine Wave Drive (SWD) provides surface control for electrical submersible pump (ESP) applications, horizontal pumping systems (HPS) applications, and progressing cavity pumping systems (PCP). The enclosure for the SWD is a NEMA-rated cabinet which contains: a motor controller (see types of motor controllers below) and the power converter (Toshiba G3, the actual variable-speed drive), as well as other associated power componentry such as control power transformers, circuit breakers, fuses, a magnetic contactor, a Transient Voltage Surge Suppressor (TVSS), and a Sine Wave Filter. Several configurations are available with respect to components mounted on the exterior of the cabinet, such as a heat exchanger, input power junction box, etc. Refer to Wiring for a simplified block diagram of the Schlumberger Sine Wave Drive.

External to the Schlumberger Sine Wave Drive, various optional and combinable equipment may be installed at the wellsite. Since this equipment is optional and application dependent, it is not within the scope of this manual to discuss function and operation of that equipment, beyond how it connects to the Schlumberger Sine Wave Drive system. Since any communications equipment, such as SCADA systems can be used to communicate with (send commands/acquire data) the SWD, some very basic connection and communication instructions and troubleshooting procedures are included in this manual.

1.1 Motor Controller

Your 200 to 1500 kVA Speedstar Sine Wave Drive may contain one of the following controllers:

- UniConn [InTouch ID 3953183](#)
- HMI [InTouch ID 3860611](#)

Check your equipment to confirm your controller type and reference the appropriate manual.

1.2 The Sine Wave Drive (SWD)

Because of the many functions that the SWD performs (converter, inverter) and the fact that the Schlumberger Sine Wave Drive currently contains a Toshiba G3 Transistor Inverter, many names, such as the G3, the drive, the inverter,

Private

[Copyright](#) © 2005 Schlumberger, Unpublished Work. All rights reserved.

etc. have been used to describe the SWD. In this publication, the variable speed drive and all of the terms used for it, will simply be referred to as the SWD. Refer to Figure 1-1 Sine Wave Drive Major Components (interior of typical single-inverter 260–518 kVA shown) and Figure 1-2 Sine Wave Drive Major Components (interior of typical triple-inverter 932–1500 kVA shown) for a photo of the SWD and its major components.

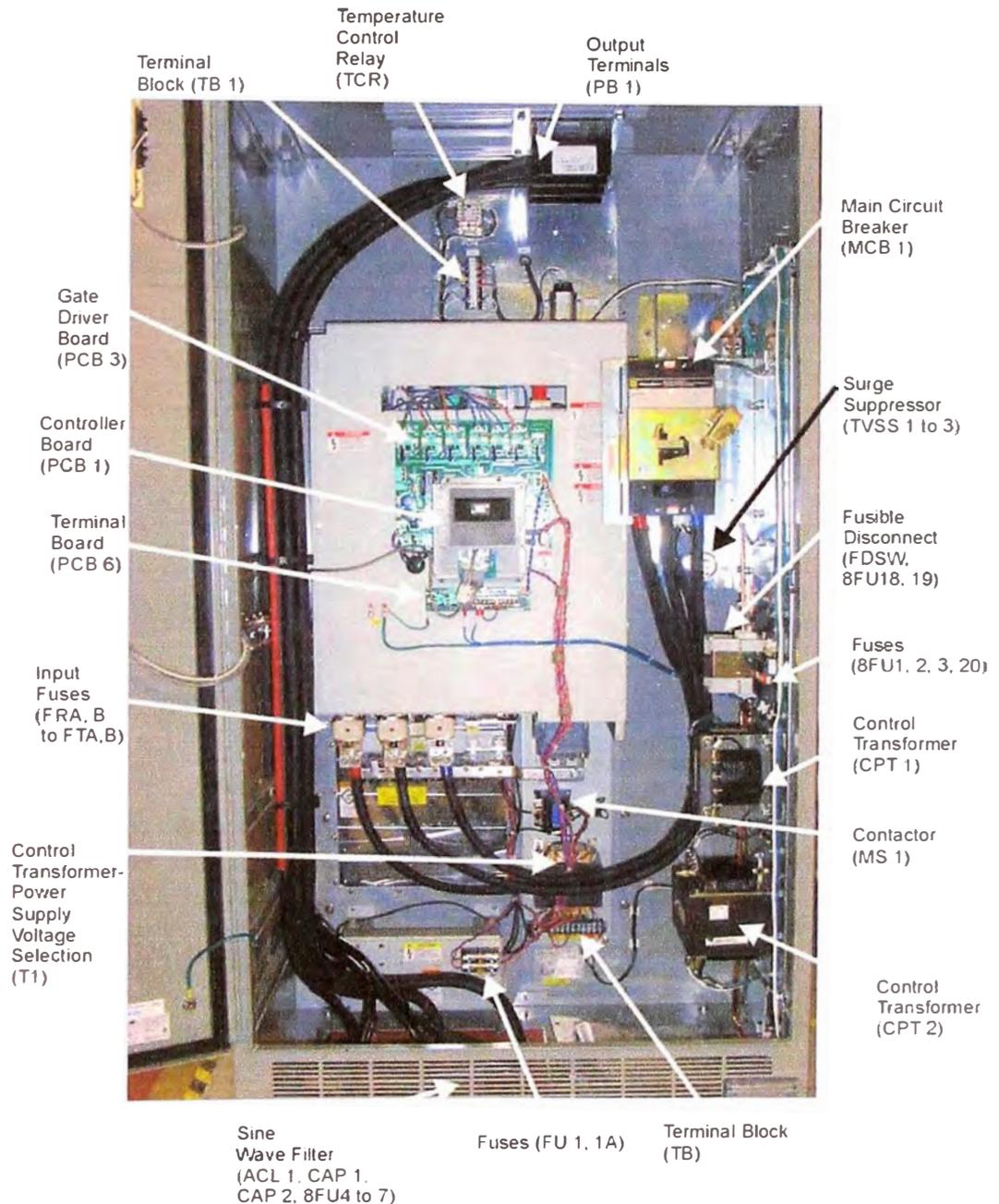


Figure A.2: Sine Wave Drive Major Components (interior of typical single-inverter 260–518 kVA shown)

Private

Copyright © 2005 Schlumberger, Unpublished Work. All rights reserved.

Schlumberger AL Engineering\InTouch ID 4060000101\Release Date:Provisory\EDMS UID: 275317395\Produced: 28-Apr-2005 22:26:56

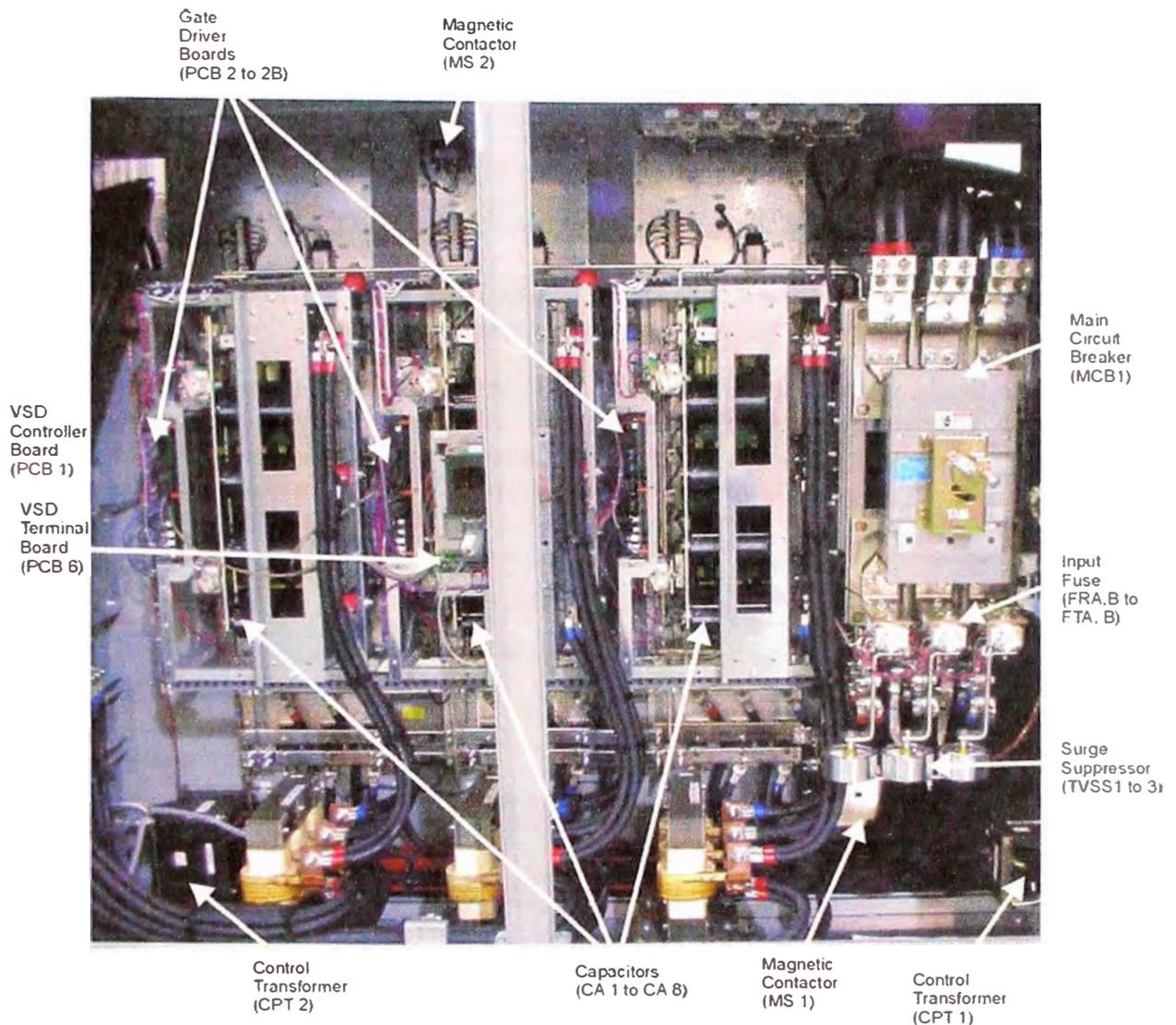


Figure A.3: Sine Wave Drive Major Components (interior of typical triple-inverter 932-1500 kVA shown)

1.3

The Sine Wave Filter

The Sine Wave VSD has a patented output filter that is incorporated into a modified Pulse Width Modulated (PWM) Variable Speed Drive Motor controller. The result is a voltage similar to a rotating generator output that has no application concerns for any submersible pump at any cable length. Refer to [Figure 1-3 Sine Wave Drive Output Comparison](#).

Private

Copyright © 2005 Schlumberger, Unpublished Work. All rights reserved.

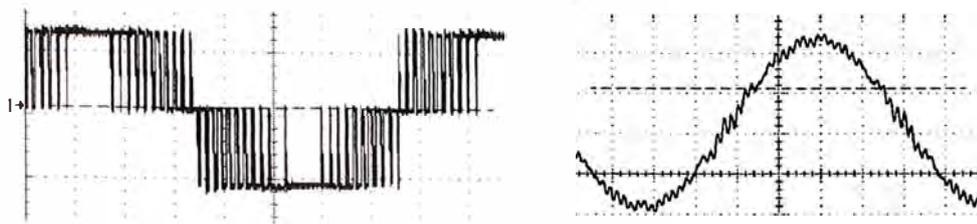


Figure A.4: Sine Wave Drive Output Comparison. The left image shows the sine wave drive output before a sine wave filter, and the right image shows the result after the filter.

This improved wave shape eliminates the serious voltage stress that can cause premature insulation failure. Installation of a sine wave drive will not aggravate a premature failure on weak or compromised insulation in an older well and will increase the time before the well requires replacement of equipment due to electrical stress-related failures.

Private

Copyright © 2005 Schlumberger, Unpublished Work. All rights reserved.

1.5 Enclosure Ratings

1.5.1 NEMA Type 3R Enclosures (6- and 12-pulse, SWD standard)

SINEWAVE VSD WITH USC, NEMA 3R ENCLOSURE (6 and 12 pulse, SWD Standard)										
No. of Pulses	kVA @ 480V (kVA)	kVA @ 380V (kVA)	Cont. Output Amps.(A)	Ambient Temp. (Deg C)	Mfg P/N	SLB P/N	Height (Inches)	Width (Inches)	Depth (Inches)	Aprox. Weight (lbs)
200 kVA										
6	200	158	241	50	S3B420KCBS	100158876	96.00	31.75	31.19	2000
12	200	158	241	50	S3B420KCCS	100158882	96.00	31.75	31.19	2000
260 kVA										
6	260	206	313	50	S3B426KCBS	100158883	96.00	45.75	38.25	2000
12	260	206	313	50	S3B426KCCS	100158884	96.00	45.75	38.25	2000
390 kVA										
6	390	309	469	50	S3B439KCBS	100158893	96.00	45.75	38.25	2000
12	390	309	469	50	S3B439KCCS	100158894	96.00	45.75	38.25	2000
454 kVA										
6	454	359	546	50	S3B445KCBS	100158896	96.00	45.75	38.25	2000
12	454	359	546	50	S3B445KCCS	100158897	96.00	45.75	38.25	2000
518 kVA										
6	518	410	623	40	S3B451K40CBS	100158998	96.00	45.75	38.25	2000
12	518	410	623	40	S3B451K40CCS	100159000	96.00	45.75	38.25	2000
6	518	410	623	50	S3B451KCBS	100159003	96.00	89.40	44.20	3100
12	518	410	623	50	S3B451KCCS	100159005	96.00	89.40	44.20	3100
600 kVA										
6	600	475	722	50	S3B460KCBS	100159020	96.00	89.40	44.20	3100
12	600	475	722	50	S3B460KCCS	100159021	96.00	89.40	44.20	3100
700 kVA										
6	700	554	842	50	S3B470KCBS	100159022	96.00	89.40	44.20	3100
12	700	554	842	50	S3B470KCCS	100159023	96.00	89.40	44.20	3100
815 kVA										
6	815	645	980	50	S3B481KCBS	100159027	96.00	89.40	44.20	3100
12	815	645	980	50	S3B481KCCS	100159028	96.00	89.40	44.20	3100
932 kVA										
6	932	738	1121	40	S3B493K40CBS	100159031	96.00	89.40	44.20	3100
12	932	738	1121	40	S3B493K40CCS	100159032	96.00	89.40	44.20	3100
6	932	738	1121	50	S3B493KCBS	100159034	96.00	117.26	44.20	5000
12	932	738	1121	50	S3B493KCCS	100159035	96.00	117.26	44.20	5000
1000 kVA										
6	1000	792	1203	40	S3B410L40CBS	100159038	96.00	89.40	44.20	3100
12	1000	792	1203	40	S3B410L40CCS	100159039	96.00	89.40	44.20	3100
6	1000	792	1203	50	S3B410LCBS	100159040	96.00	117.26	44.20	5000
12	1000	792	1203	50	S3B410LCCS	100159041	96.00	117.26	44.20	5000
1200 kVA										
6	1200	950	1443	50	S3B412LCBS	100159043	96.00	117.26	44.20	5000
12	1200	950	1443	50	S3B412LCCS	100159044	96.00	117.26	44.20	5000
1400 kVA										
6	1400	1108	1684	40	S3B414L40CBS	100159046	96.00	117.26	44.20	5000
12	1400	1108	1684	40	S3B414L40CCS	100159047	96.00	117.26	44.20	5000
1500 kVA										
6	1500	1188	1804	40	S3B415L40CBS	100159049	96.00	117.26	44.20	5000
12	1500	1188	1804	40	S3B415L40CCS	100159050	96.00	117.26	44.20	5000

Figure A.5: 480/380 Volt - NEMA Type 3R SWD Standard Enclosure Ratings and Dimensions for 6- and 12-Pulse Drives

Private

Copyright © 2005 Schlumberger, Unpublished Work. All rights reserved.

1.5.2 NEMA Type 1 Enclosures (6– and 12– pulse, SWD standard)

SINEWAVE VSD WITH USC, NEMA 1 ENCLOSURE (6 and 12 pulse, SWD Standard)										
No. of Pulses	kVA @ 480V (kVA)	kVA @ 380V (kVA)	Cont. Output Amps.(A)	Ambient Temp. (Deg C)	Mfg P/N	SLB P/N	Height (Inches)	Width (Inches)	Depth (Inches)	Aprox. Weight (lbs)
200 kVA										
6	200	158	241	50	S3B420KCB1S	100159093	96.00	25.00	29.00	1500
12	200	158	241	50	S3B420KCC1S	100159096	96.00	25.00	29.00	1500
260 kVA										
6	260	206	313	50	S3B426KCB1S	100159097	96.00	37.00	36.00	2000
12	260	206	313	50	S3B426KCC1S	100159098	96.00	37.00	36.00	2000
390 kVA										
6	390	309	469	50	S3B439KCB1S	100159185	96.00	37.00	36.00	2000
12	390	309	469	50	S3B439KCC1S	100159186	96.00	37.00	36.00	2000
454 kVA										
6	454	359	546	50	S3B445KCB1S	100159187	96.00	37.00	36.00	2000
12	454	359	546	50	S3B445KCC1S	100159189	96.00	37.00	36.00	2000
518 kVA										
6	518	410	623	40	S3B451K40CB1S	100159198	96.00	37.00	36.00	2000
12	518	410	623	40	S3B451K40CC1S	100159199	96.00	37.00	36.00	2000
6	518	410	623	50	S3B451KCB1S	100159200	96.00	72.00	42.00	3100
12	518	410	623	50	S3B451KCC1S	100159201	96.00	72.00	42.00	3100
600 kVA										
6	600	475	722	50	S3B460KCB1S	100159675	96.00	72.00	42.00	3100
12	600	475	722	50	S3B460KCC1S	100159676	96.00	72.00	42.00	3100
700 kVA										
6	700	554	842	50	S3B470KCB1S	100159679	96.00	72.00	42.00	3100
12	700	554	842	50	S3B470KCC1S	100159680	96.00	72.00	42.00	3100
815 kVA										
6	815	645	980	50	S3B481KCB1S	100159685	96.00	72.00	42.00	3100
12	815	645	980	50	S3B481KCC1S	100159686	96.00	72.00	42.00	3100
932 kVA										
6	932	738	1121	40	S3B493K40CB1S	100159688	96.00	72.00	42.00	3100
12	932	738	1121	40	S3B493K40CC1S	100159689	96.00	72.00	42.00	3100
6	932	738	1121	50	S3B493KCB1S	100159890	96.00	84.00	42.00	5000
12	932	738	1121	50	S3B493KCC1S	100159691	96.00	84.00	42.00	5000
1000 kVA										
6	1000	792	1203	40	S3B410L40CB1S	100159693	96.00	72.00	42.00	3100
12	1000	792	1203	40	S3B410L40CC1S	100159694	96.00	72.00	42.00	3100
6	1000	792	1203	50	S3B410LCB1S	100159695	96.00	84.00	42.00	5000
12	1000	792	1203	50	S3B410LCC1S	100159696	96.00	84.00	42.00	5000
1200 kVA										
6	1200	950	1443	50	S3B412LCB1S	100159698	96.00	84.00	42.00	5000
12	1200	950	1443	50	S3B412LCC1S	100159699	96.00	84.00	42.00	5000
1400 kVA										
6	1400	1108	1684	40	S3B414L40CB1S	100159700	96.00	84.00	42.00	5000
12	1400	1108	1684	40	S3B414L40CC1S	100159701	96.00	84.00	42.00	5000
1500 kVA										
6	1500	1188	1804	40	S3B415L40CB1S	100159702	96.00	84.00	42.00	5000
12	1500	1188	1804	40	S3B415L40CC1S	100159703	96.00	84.00	42.00	5000

Figure A.6: 480/380 Volt - NEMA Type 1 SWD Standard Enclosure Ratings and Dimensions – 6– and 12–Pulse

1.6 Enclosure D imensional Data

Dimensions in the tables presented in this section correspond to the tabular dimensions on the drive enclosure outline figures.

Private

Copyright © 2005 Schlumberger, Unpublished Work. All rights reserved.

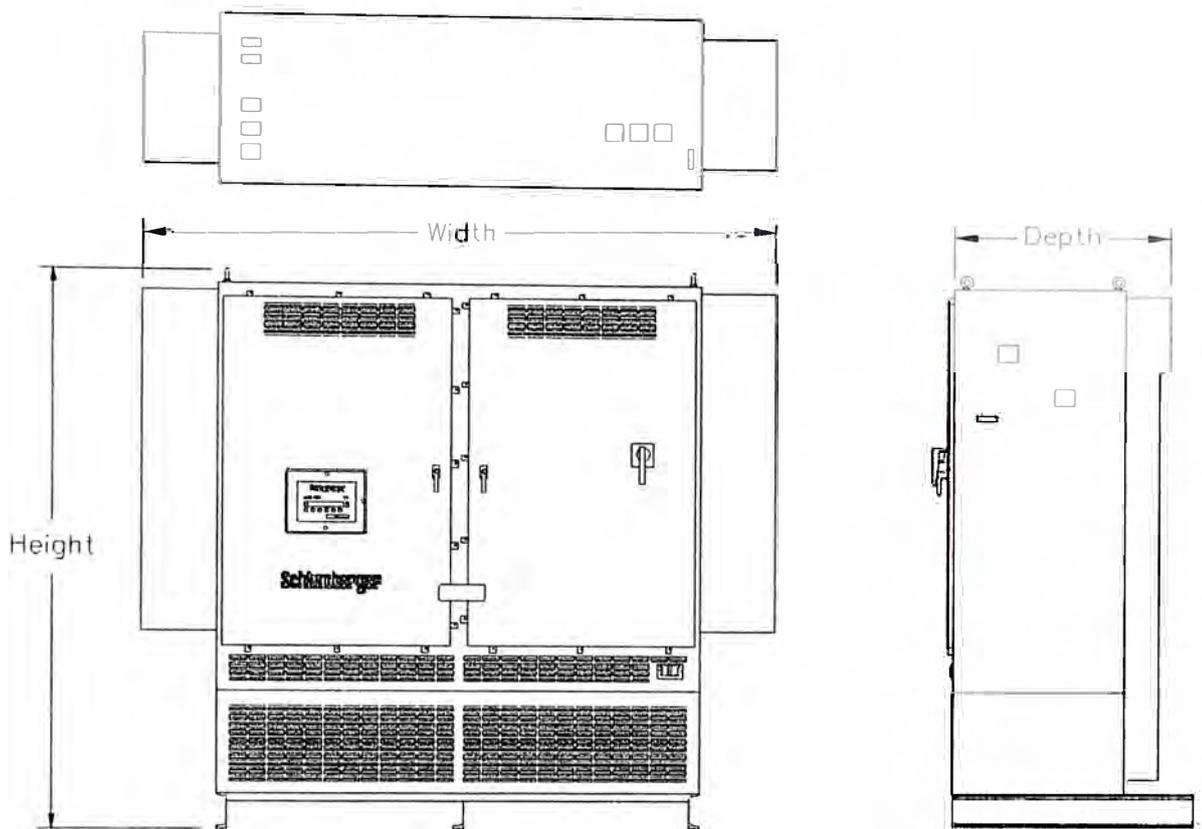


Figure A.7: 932 to 1500 kVA NEMA 1 Standard SWD Enclosure

1.7 Operating Specifications

The following table lists operating specifications and ranges for the entire range of Schlumberger sine wave drives. For detailed information on HMI ([InTouch ID 3860611](#)) or UniConn ([InTouch ID 3953183](#)) Operator Interface refer to the appropriate manual.

Table A.1: SWD Operating Specifications

Item		Standard Specifications
Principal Control Parameters	Control System	Flux vector control PWM
	Input Voltage Supply	380/415/480 volts, 50/60 Hz +/-10% tolerance
	Output Voltage Regulation	Same as power line
	Frequency Setting	0.1 to 120 Hz output (10 to 90 Hz default setting) with 0.01 Hz resolution. Input frequency tolerance +/-5%.
	Carrier frequency	Auto-adjusted between 0.5 and 3 kHz (default is 2.2 kHz. Anything greater than 2.2 kHz is derated 14%).
	Transistor type	Insulated Gate Bipolar (IGBT)
	Inverter Efficiency	98%
	Power Factor	96% at all loads and speeds
	Dynamic braking	Optional
Operating Functions	Accel/Decel time	Frequency range over Time (0.1–20.0 Hz) over (1 to 10000 seconds)
	Forward and Reverse	Programmable
	Soft Stall	Automatic load reduction during overload (Default setting is ON)
	Frequency jumps	Three jump frequency settings, set by frequency bandwidth
	Motor Controller	Direct control of VSD
	Automatic Restart (Catch a Spinning Motor)	A coasting motor can be smoothly restarted (Default setting is OFF)
	Upper/Lower Limit	Limits frequency between minimum and maximum values
	Coast stop/Controlled stop/Emergency stop	ST to CC jumper on VSD terminal board is an alternate coast-to-stop. Programmable coast-to-stop and controlled stop available from operator interface. S4 to CC jumper on VSD terminal board sets emergency stop.
	Applications	UniConn and expansion cards are set up for electrical submersible pumps, horizontal pumping systems, and progressive cavity pumps

Private

Copyright © 2005 Schlumberger, Unpublished Work. All rights reserved.

Item		Standard Specifications
Enclosure	Type	NEMA Type 1 or 3R
	Cooling method	Forced-air cooling. Internal and external fans are automatically stopped when not necessary for extended fan life.
	Color	White polyurethane textured finish
	Service environment	Indoor and outdoor ratings. Consult factory for elevations above 4921 ft (1500 m). For example, at 6561 ft (2000 m), derate drive FLA by 11%. Some derating may be required for direct sunlight. Avoid corrosive and/or explosive gases or mists. Consult factory for sunlight deration.
	Ambient temperature	From —30 degC to 50 degC (-22 degF to 122 degF).
	Relative humidity	20 to 100% maximum (non-condensing)
	Vibration	5.9 m/s ² 0.5G maximum (10 to 55 Hz)
	Climate class	3K3
	Pollution degree	2
	IP rating	53 for outdoor units
	Disconnect	Circuit breaker disconnect with 100 KAIC current limiting fuses

Private

Copyright © 2005 Schlumberger, Unpublished Work. All rights reserved.

ANEXO B

**VARIADOR DE FRECUENCIA CENTRILIFT ELECTROSPEED ICS 875 KVA (6
PULSOS CON SCRS / 6 PASOS)**

CENTRILIFT
ELECTROSPEED VARIABLE
SPEED CONTROLLER
INTEGRATED CONTROL SYSTEM
(ICS)

INSTRUCTION MANUAL

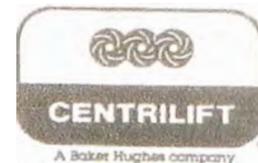
MODEL 8800 - 3VT
875 KVA
1050 AMP. OUT
INPUT VOLTS 480 V.
NEMA 3

APRIL, 1996.

OXY - PERU.

RALPH LEYVA OJEDA

Electrospeed Integrated Control System



SECTION 1

GENERAL

1.1 INTRODUCTION

This manual contains installation, operation, and troubleshooting procedures for the Electrospeed Variable Speed Controller Integrated Control System.

It describes the assembly and installation procedures for the basic controller, plus installed options. Product specifications, safety procedures, spare parts list, theory of operation, and user set up and operational procedures.

Note: The entire manual should be read and understood before performing an installation or start up.

1.2 GENERAL

The Electrospeed Integrated Control System is available in two types of enclosures: weatherproof (NEMA 3, IP54) and general purpose (NEMA 1, IP20). The weatherproof units use a patented cooling system that eliminates the inefficiencies and reliability problems associated with heat pumps. Each of the two types are offered in four enclosure sizes referred to as "1000", "2000", "4000" and 8000 series. The 4000 series drives are capable of being paralleled to provide 8000 series capability. Drives with dual converters (identified as 12 Pulse drives) can be provided where harmonic reduction is required.

The Electrospeed ICS is classified as a variable voltage inverter (VVI). It uses a six pulse silicon controlled rectifier converting AC power into variable DC power. A series inductor, and capacitors across the DC bus are used to filter the AC ripple. The inverter uses six power electronic switches to synthesize a 3-phase quasi-sinusoidal output voltage (six-step).

A unique feature of the Electrospeed ICS is that it uses Darlingtons bipolar transistors for the inverter. Transistors provide increased reliability over SCR's in this type of application. The inverter transistors switch at zero current in the VVI design, providing higher efficiencies and better reliability than can be achieved with PWM inverters.

This modern AC variable voltage inverter is designed to meet all the requirements of installation requiring a variable frequency source. It operates directly from 460/380 volt, 3-phase, 50/60 Hertz power. Use of the latest micro-processor technology allows for ease of set up, operation and diagnostics, reducing the need of multitude of circuit boards of other similar machines, high reliability and versatility. Operator interface provides ease of programming negating the required pre-programmed E-Proms for special applications. The ICS is programmable for many types of loads, such as variable torque, constant torque, and constant voltage with extended speed range.



Electrospeed Integrated Control System

1.3 COMPONENT DESCRIPTION

The converter and inverter each have a separate control board which in turn is controlled by the Digital Control Board (DCB). Interconnections of the converter and inverter sections to the DCB are via mass terminated cable assemblies.

1.3.1 Digital Control Board

The Digital Control Board (DCB) uses a state-of-the-art high speed 16 bit microcontroller to provide digital outputs for the control of the input SCR's and the output transistors. DC bus voltage and the three phase output currents are fed back into the DCB for system regulation. The DCB is mounted to the back of the enclosure door.

1.3.2 Converter Control Board

The Converter Control Board (CCB) is located over the converter. The CCB receives six digital signals from the Digital Control Board, which are conditioned and transformer coupled to the SCR gates. Snubbers are installed on the CCB to prevent misfiring of the SCR's from transients. An auxiliary Converter Control Board is used on the 4000 series to provide a second set of gate signal outputs to drive parallel SCR's.

1.3.3 Inverter Control Board

The Inverter Control Board (ICB) is located over the inverter. The ICB receives six digital signals from the Digital Control Board. The signals are optically coupled for isolation, and then conditioned to provide base current to the inverter transistors. The ICB contains circuitry to protect the transistors in the event of an over-current condition. The three phase output currents are detected with current transformers then routed to the Digital Control Board.

1.3.4 Operator Interface

The Operator Interface is mounted on the front of the controller behind a lockable door, and is connected directly to the Digital Control Board. The Operator Interface consists of the Operator Interface Board (OIB) with a membrane type key pad and a 16 character alpha-numeric display. The OIB uses an eight bit microcontroller to service the key pad and display. All setup parameters are all entered from the key pad.

1.3.5 Door Interface Board

The Door Interface Board (DIB) mounts inside on the door just above the Digital Control Board, and connects to the Operator Interface Board. The DIB provides inputs and outputs for all optional door mounted controls (i.e run light, start pushbutton, speed pot, etc.). The digital outputs on the DIB are suitable for driving relays to provide contact closure outputs for external indicators.

Electrospeed

Integrated Control System



1.3.6 System Power Supply

Power to operate the Integrated Controls is supplied from the Power Supply. This consists of two transformers and the Power Supply Board (PSB). Both transformers are ferro-resonant to provide stable regulated voltages over a wide input voltage range. The VSC supply voltage is connected to the PSB through a two winding inductor which attenuates common mode inputs, i.e. transients from lightning or switching. Two metal oxide varistors, connected phase-to-ground, are used to further protect the control system and cooling fan motors from transients. The control circuit input fuses, along with output fuses for each supply is located on the PSB.

1.3.7 Customer Interface Board - Optional

The Customer Interface Board (CIB) is an option. The CIB mounts on the Option Panel located inside the VSC on the left wall of the enclosure. The CIB provides terminals for all optional remote inputs and outputs and connects to the Door Interface Board via a mass terminated cable assembly.

1.3.8 PHD Interface Board - Optional

The PHD interface board is optional. The PHD interface board is used in conjunction with the PHD Inductor Package to obtain down hole pressure measurements from Centrilift Submersible Pumps equipped with the PHD option. The PHD board mounts to the Door Interface Board, and connects between the Operator Interface Board and the Door Interface Board.

1.3.9 Analog Input Board - Optional

The Analog Input Board is optional. The Analog Input Board is provided as a low cost alternative to the Customer Interface Board when only analog inputs are required. The Analog Input Board mounts to the Door Interface Board, and connects between the Operator Interface Board and the Door Interface Board.

1.4 Multiple Converter Control Board

The Multiple Converter Control Board (MCC) has an 8097 microcontroller the same as the Digital Control Board. It mounts on top of the Digital Control Board with spacers and is connected to the DCB by 2 short ribbon cables. The MCC is only used in Drives with 2 Converters such as 12 Pulse or Paralleled Drives. It provides the 6 additional digital signals for the SCRs in the second Converter. When used in paralleled drives it provides pass through and buffering for the 6 digital signals for the Master and Slave Inverter Control Boards. The MCC also provides fault detection from the second converter and inverter.

Electrospeed Integrated Control System



SECTION 2

SPECIFICATIONS & RATINGS

2.1 SPECIFICATIONS

Output Frequency:	10 to 120 Hz. at 480V AC
Output Voltage at 60 Hz.:	40 to 480V AC
Start Frequency:	3 to 20 Hz.
Sync Delay Time:	0 to 60 sec.
High Speed Clamp:	40 to 120 Hz.
Frequency Stability	$\pm .1$ Hz.
Volts/Hertz:	.7 - 10 Volts
Low Speed Clamp:	5 to 90 Hz.
Voltage Boost:	0 to 200V AC
Voltage Boost Sync:	0 to 200V AC
Instantaneous Over Current (IOT):	170% of Full Load Rating
Current Limit:	0 to 150% of VSC Rating
Current Limit Sync:	
Variable torque:	0 to 150% of VSC Rating
Constant torque:	0 to 200% of VSC Rating
Voltage Clamp:	240 to 550V AC
Accel Time:	3 to 200 Sec.
Decel Time:	3 to 200 Sec.
Slip Compensation:	0 to 7.5%
Control Power:	24V DC
Efficiency:	> 98% at Rated Load
Power Factor:	.96 at Full Speed

2.2 RATINGS

Input Voltage:	
(Standard):	460V AC \pm 10%, 60 Hz
(Optional):	460V AC \pm 10%, 50Hz
(Optional):	380V AC \pm 10%, 50Hz
Trips:	300V AC
Frequency:	\pm 2 Hz
Input Current:	See Table 2.1
Output Ratings:	See Table 2.1
Operating Temperature:	
NEMA 1 (IP 20):	0 to 40° C (32 to 104° F)
NEMA 3 (IP 54):	0 to 50° C (32 to 122° F)
w/Heater:	-40 to 50° C (-40 to 122° F)
Storage Temperature:	-50 to 70° C (-58 to 158° F)
Humidity:	
NEMA 1 (IP 20):	95% Non-Condensing
NEMA 3 (IP 54):	Suitable for use outdoors in all climatic conditions.
Elevation:	To 5000 Ft. without derating.



CENTRILIFT

[BAKER HUGHES HOME](#) | [JOBS](#) | [SEARCH](#) | [HS&E](#) | [COMMUNITY AFFAIRS](#) | [INVESTOR RELATIONS](#) | [DIVISION HOME](#)
[CENTRILIFT](#) | [INTEQ](#) | [BH DRILLING FLUIDS](#) | [BAKER ATLAS](#) | [BAKER PETROLITE](#) | [BAKER OIL TOOLS](#) | [HUGHES CHRISTENSEN](#)

[Centrilift Home](#) > [Controls](#) > [Electrospeed ICS](#)

[Controls Home](#) | [About Centrilift](#) | [Submersible Pumping Systems](#) | [Progressing Cavity Pumping Systems](#) | [Water Systems](#) | [Cable](#) | **Controls** | [HPump Systems](#) | [Specialty Systems](#) | [Oilwell Catalog](#)

- [Controls](#)
- [Engineering](#)
- [GCS Products](#)
- [ABB Medium V](#)
- [Down-hole](#)
- [Monitors](#)

Controls

[Email](#) | [Email a](#) | [Print](#) | [Printer-](#)

Electrospeed ICS

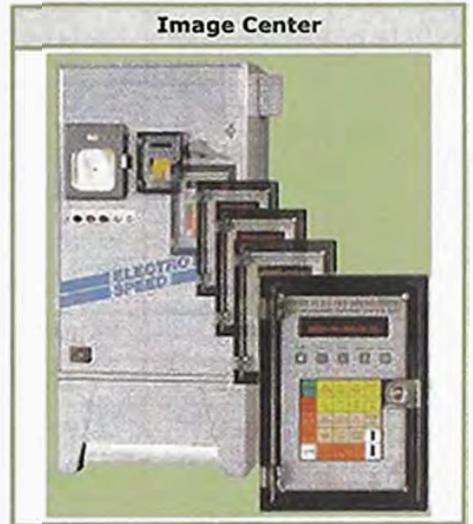
Low Voltage Variable Speed Drive

The Electrospeed[®] ICS is Centrilift's basic variable speed drive for electrical submersible pumps. Centrilift specifically developed this drive with oilfield operating environments in mind. Flexibility, ease of operation and reliability were the design focus. With over 5000 units in operation, the Electrospeed ICS has an unparalleled track record.

- **Keypad setup** prompts operator with alphanumeric display; no manually set potentiometers.
- **Digital control logic** provides protection from out-of-bounds parameters and a secure event history.
- **Fewer circuit boards and plug-in connections** provide greater reliability and simple service.
- **Dust-tight/rain-tight enclosure** cuts installation costs with NEMA 3 rating; NEMA 1 style also available.
- **Options available** include interface board ties to external inputs/outputs and PID controller.
- **Optional** - Integrated Communication Module provides data monitoring.

Contact Information

[ASK CENTRILIFT](#)



External interface option

Output relays	3, with one "Form C" each	
Each pin programmable	Run	Underload
	Overload	Over temperature
	Wrong voltage	@Set Hertz
	IOT	Fault
	Set point alarm	Digital A
Inputs	Start	Stop
	Auxiliary stop	Forward/reverse
	Digital A	Jog

	Analog A/B select	
Power supply	24 VDC, isolated, 24va	
Meter outputs	0-1 mA,	0-10 VDC
	Output voltage	Output freq.
	Output current, 3f	
Analog	Two inputs, 4-20 mA, 10-50mA, 0-5 VDC, 0-10 VDC	

Ratings @ 480 volts

Model	kVA	Continuous Current RMS amps	Overload Current 60 sec.	Start Current 7 sec.
2060-VT	66	79	95	119
2075-VT	83	100	120	150
2100-VT	111	133	160	200
2125-VT	130	156	187	234
2150-VT	163	196	235	294
2200-VT	200	241	289	362
2250-VT	260	313	376	470
4300-VT	325	391	469	587
4350-VT	390	469	563	704
4400-VT	454	546	655	819
4500-VT	518	624	749	936
8600-VT	625	750	900	1125
8700-VT	750	900	1080	1350
8800-VT	875	1050	1260	1575
8900-VT	1000	1203	1444	1805

[Home](#) | [About Baker Hughes](#) | [Baker Hughes Companies](#) | [Products & Services](#) | [Investor Relations](#) | [Technology Views](#) | [What's New](#) | [Industry Links](#) | [Stock Quotes](#) | [Rig Counts](#) | [Contact Us](#) | [Site Map](#) | [Search](#) | [Careers](#) | [Website Support](#)

©2005 Baker Hughes Incorporated. All Rights Reserved. | [Privacy Policy & Terms of Use](#)

ANEXO C

DATOS TÉCNICOS Y FOTOS DEL TRANSFORMADOR DESFASADOR 30 °

Fotos del Transformador Desfasador en el Pozo carmen 1502

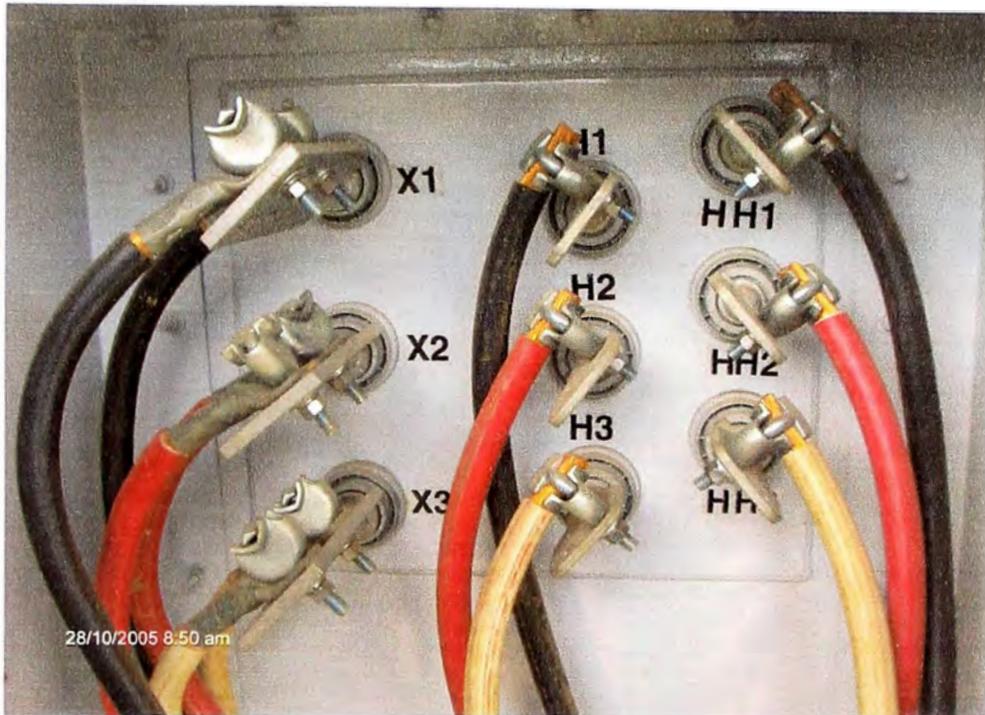


Figura C.1: Terminales del Transformador Desfasador 1000kVA



Figura C.2: Acometidas al Transformador Desfasador 1000kVA

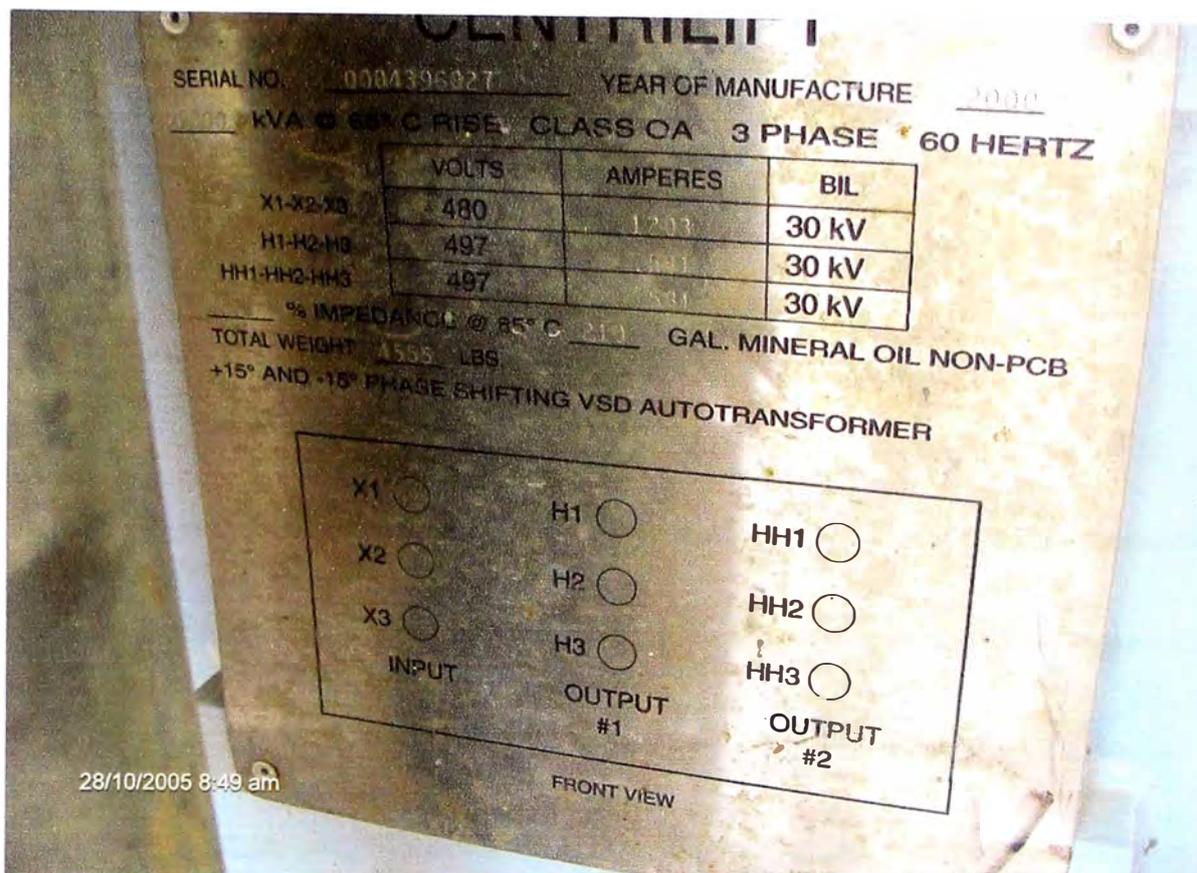


Figura C.3: Placa de Datos del Transformador Desfasador 1000kVA

SERIE: 0004396027, AÑO DE MANUFACTURA: 2000
 1000 KVA A 65 C RISE, CLASE OA, 3 FASES, 60 HZ
 210 GALONES DE ACEITE MINERAL NON PCB
 PESO TOTAL: 4555 LBS

+ 15 AND -15 PHASE SHIFTING VSD AUTOTRANSFORMER

Tabla C.1: Conexionado del Transformador Desfasador 1000kVA

	VOLTS	AMPERES	BIL
X1 – X2 – X3	480	1203	30 KV
H1 – H2 – H3	497	581	30 KV
HH1 – HH2 – HH3	497	581	30 KV

BIBLIOGRAFÍA

1. GERS Ltda., "Curso de Armónicos en Sistemas de Potencia", Cali – Colombia, 1997.
2. WCP-AL Schlumberger, "Efectos de Armónicos Lote 1AB – Pluspetrol", Andoas – Perú, 2005.
3. PLUSPETROL NORTE S.A., "Armónicos Lote 1AB Set2005.pdf", Andoas – Perú, 2005.
4. Schlumberger, "Auditoria Preliminar de la Calidad del Sistema Eléctrico – PlusPetrol Norte S.A.", Edmonton Product Center – Canadá, 2003
5. Schlumberger, "Auditoria Preliminar de la Calidad del Sistema Eléctrico – PlusPetrol Norte S.A. (Apéndice A)", Edmonton Product Center – Canadá, 2003
6. John M. "Mickey" Leuthen, "Drive Paper", Centrilift's Control Technologies Group – U.S.A., 2003.
7. Ing. Manuel Carranza Arévalo, "Corrientes Parásitas en Transformadores", Universidad Nacional de Ingeniería – Perú, 2005.
8. A. tejada – A. Llamas, "Efecto de las Armónicas en Equipos Eléctricos", ITESM Campus Monterrey – Mexico, 2001.
9. Caterpillar, "Generators Set – Application and Installation guide", Caterpillar Engine Division – U.S.A., 1996
10. IEEE, "Norma IEEE 519 1992"