Electronica de potencia

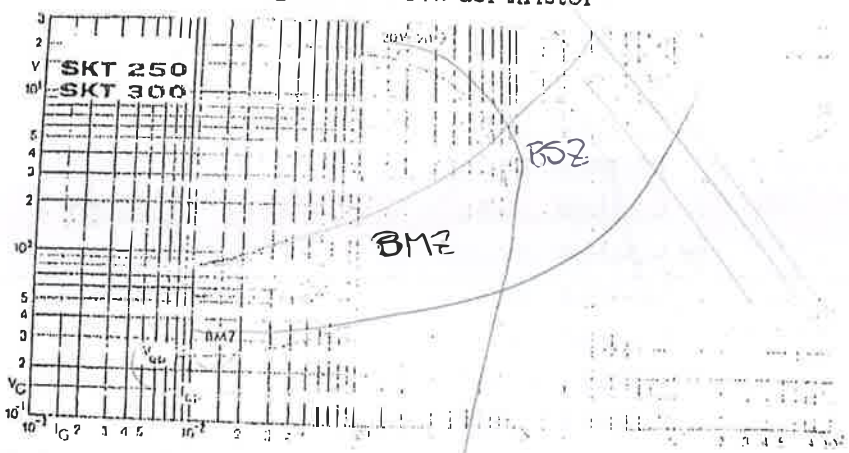
Multiple Choise (Repetidos!)

EXAMEN MÚLTIPLE OPCION ELECTRÓNICA DE POTENCIA

1. Explique que es dv/dt en un tiristor

Velocidad de subida de tensión crítica en estado de off. Si la dv/dt crítica se excede el tiristor puede autocebarse.

2. Explique la siguiente curva del tiristor



Es la curva de compuerta del tiristor, sirve para calcular el drive de compuerta del tiristor, para calcular los valores de Vgs = VGT, e Ig = 3 a 5 veces IGT, de manera que el disparo se encuentre en la zona segura de disparo, BSZ. Los impulsos no deseados e interferencias deben restringirse a los valores que se encuentran en la zona BMZ (zona máxima que se asegura que el dispositivo no se disparará).

3. El SOA del transistor IGBT tiene los siguiente límites:
   a) Tres, mas un límite adicional debido al Rds(on)
   b) FBSOA con cuatro límites y RBSOA con tres límites
   c) FBSOA y RBSOA idénticos
   d) SOA con tres límites, mas uno debido a la resistencia de saturación

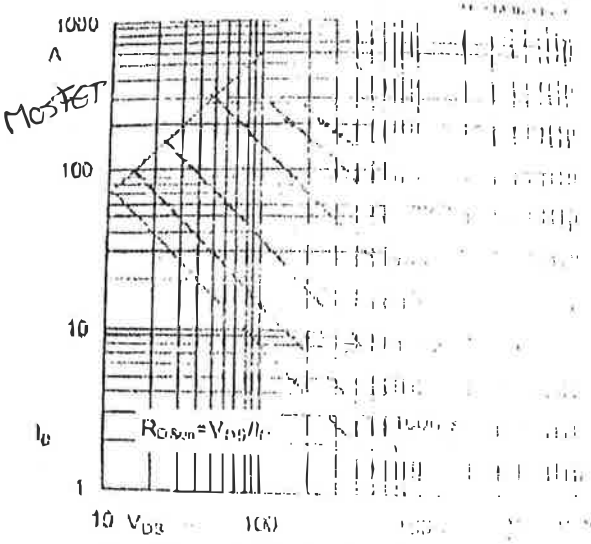
4. Complete la siguiente tabla

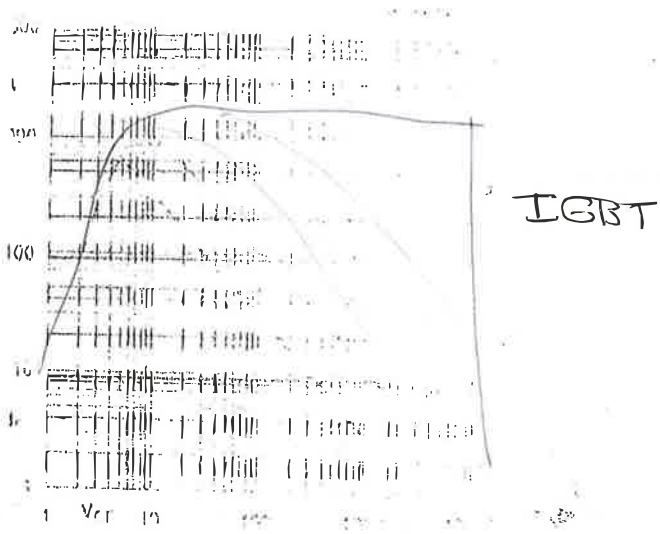
	BUCK	BOOST	BUCK/BOOST
Relación de conversión M(D) en CCM	$M(D) = D$	$M(D) = \frac{1}{1-D}$	$M(D) = -\frac{D}{1-D}$
Kcrit(D)	$(1-D)$	$D(1-D)^2$	$(1-D)^2$
Límites operacionales del ciclo de trabajo	0 < D < 1 (entre 5% y 95 %)	0 < D < 1 (se debe limitar a 0,5=dmax porque la M(d) se vuelve muy alineal, significa que hay problemas para el convertidor)	0 < D < 1 (se debe limitar a 0,5=dmax porque la M(d) se vuelve muy alineal, significa que hay problemas para el convertidor)

(2)

5. El trr de un diodo ultrarrápido esta en los valores del orden del
   a) μ s
   (b) décadas o centenas de ns
   c) décadas de μ s

6. Explique las siguientes curvas, y justificación de los límites





Justificación de los límites

1- RDS(on)
2- Id máx
3- Potencia máx (Límite por temperatura)
4- Vds máx

1- Resistencia de saturación
2- Ic máx
3- Potencia máx (Límite por temperatura)
4- Vce máx

7. El enclavador Baker se utiliza en el driver del transistor
   (a) Bipolar
   b) MOSFET
   c) IGBT

8. El IGBT
   (a) no tiene diodo parásito
   b) tiene diodo parásito
   (c) es de tecnología portadores minoritarios

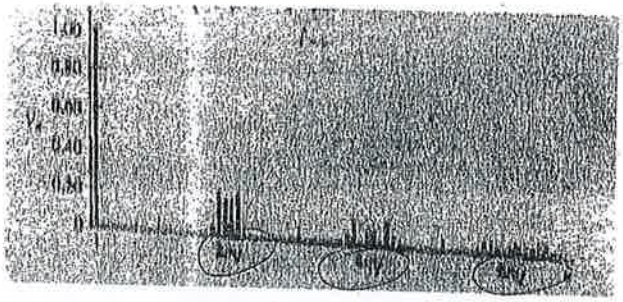
9. Indique lo que significan la siguientes figuras:

Equivalente Hay Motor CC

Equivalente Hay Motor CA

10) La siguiente figura corresponde al espectro en función de n de:

a) Inversor SPWM bipolar
b) Inversor SPWM unipolar
c) Inversor SVPWM unipolar



unipolar → Armónicos en 2mF, 4mF, 6mF

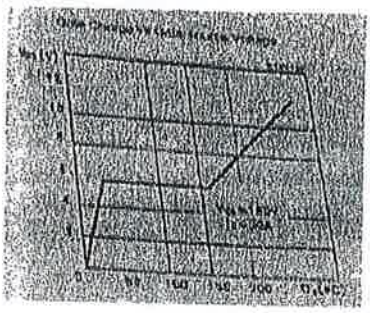
polar → Armónicos en mF, 2mF, 3mF, 4mF....

11) El frenado regenerativo tiene la función de:

a) Frenar, siempre y cuando la energía vaya al banco de capacitores
b) Frenar conservando la energía
c) Frenar, sin importar dónde va la energía
d) Devolver la energía a la red en todos los casos

12) La curva mostrada del MOSFET tiene la finalidad de:

a) Mostrar el comportamiento de la compuerta
b) Sirve para el cálculo de la corriente del driver de compuerta
c) Especifica la velocidad de respuesta del MOSFET

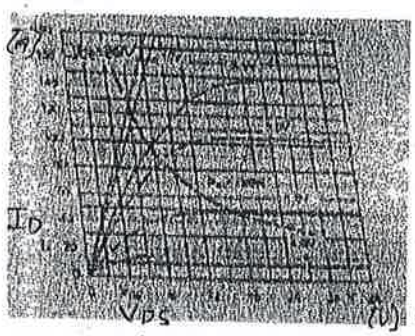


13) El control en clase C del motor en continua puede:

a) Controlar en los cuatro cuadrantes
b) Controlar en un solo cuadrante
c) Controlar dos cuadrantes, driver directo y frenado

14) Explique la siguiente curva del MOSFET:

Es la curva de saturación del MOSFET
Indica las características de salida.



15) La red de ayuda a la conmutación SNUBBER se utiliza en el BJT para:

a) Ayudar a entrar en el RBSOA, en el caso del apagado
b) Ayudar a que el transistor entre en el SOA
c) Ayudar a que el circuito de entrada tenga mayor velocidad

16) En los rectificadores, la tensión inversa del diodo o tiristor es:

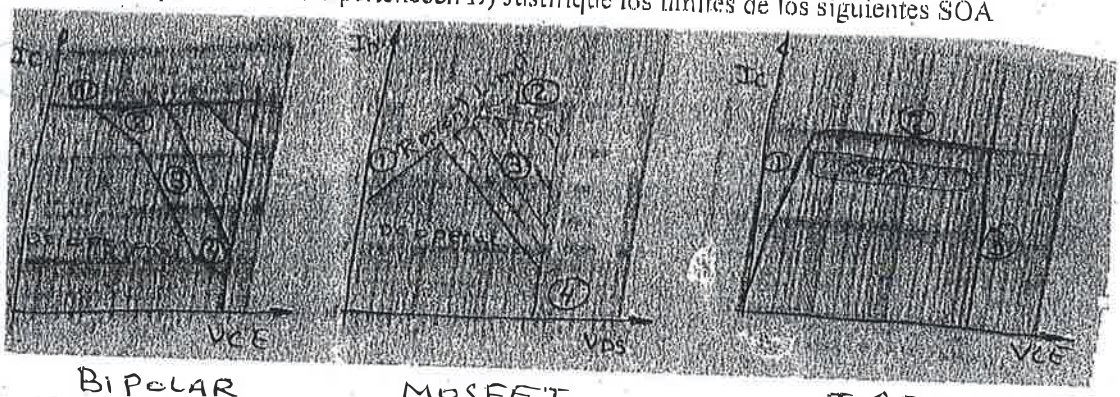
a) La misma, si q es impar o par
b) Mayor, para el caso de q impar
c) Mayor, para el caso de q par

Tensión inversa → q par: $V_{Rmax} = 2\,V_{max}$

Tensión inversa → q impar: $V_{Rmax} = 2\,V_{max}\cos\frac{\pi}{2q}$

(4) Pag 2.4 Pag 2.44 Pag 2.72

6) A) Diga a qué tipo de transistor pertenecen B) Justifique los límites de los siguientes SOA



BIPOLAR MOSFET IGBT

BIPOLAR

1- Límite por máxima corriente de colector Admisible
2- Límite por máxima potencia disipada Admisible
3- Límite por ruptura secundaria. (La energía exede el nivel crítico)
4- Límite por maxima tensión colector-emisor Admisible.

MOSFET

1- Límite por la RDS(on). Relación NO LINEAL. (Ley ohm)
2- Límite por máxima corriente de drenador en función del ancho de pulso. (Límite térmico)
3- Límite térmico del encapsulado. (La temp. no debe exeder los 150°).
4- Límite por maxima tensión drenador-surtidor Admisible.

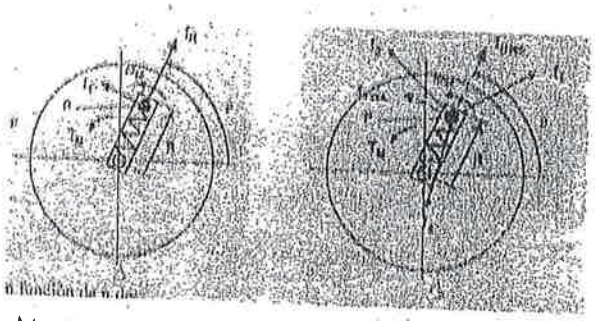
IGBT 1-
2- Límite por maxima corriente de colector Admisible.
3- Límite por maxima tensión colector-emisor Admisible.

7) El enclavador Baker se utiliza en el transistor bipolar
   a) Para evitar sobresaturaciones frente a carga fija
   b) Para mejorar los tiempos de conmutación
   c) Para evitar sobresaturaciones frente a carga variable

8) El IGBT
   a) No tiene diodo parásito
   b) Tiene diodo parásito
   c) Es de tecnología de portadores minoritarios

9) Indique lo que significan las siguientes figuras

Son los modelos equivalentes mecánicos de un motor DC y AC.



MOTOR DC MOTOR AC

10. La siguiente figura corresponde al espectro en función de n de:
    a) inversor SPWM bipolar
    b) inversor SPWM unipolar → pares
    c) inversor SVPWM unipolar → todos

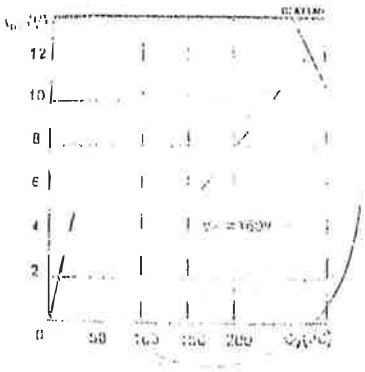
(Los armónicos son múltiplos pares de la fundamental)

11. frenado regenerativo tiene la función de:
    a) frenar, siempre y cuando la energía vaya al banco de capacitores
    b) frenar y conservar la energía
    c) frenar, sin importar donde va la energía
    d) devolver la energía a la red en todos los casos

12. La curva mostrada del MOSFET tiene la finalidad de:
    a) mostrar el comportamiento de la compuerta
    b) sirve para el cálculo de la corriente del driver de compuerta
    c) especifica la velocidad de respuesta del MOSFET

13. El control en clase C del motor de corriente continua puede:
    a) controlar en los cuatro cuadrantes
    b) controlar un solo cuadrante
    c) controlar dos cuadrantes, driver directo y frenado

14. Explique la siguiente curva del MOSFET de la derecha:



SSOA (Area seguro de Switcheo). Da el valor maximo de I_D y V_{DS}

6

15. La red de ayuda a la conmutación SNUBBER se utiliza en el BJT para:
a) ayudar a entrar en el RBSOA, en el caso del apagado
b) ayudar a que el transistor entre en el SOA
c) ayudar a que el circuito de entrada tenga mayor velocidad

16. En los rectificadores, la tensión inversa del diodo o tiristor es:
a) la misma, si q es impar o par
b) mayor, para el caso de q impar
c) mayor, para el caso de q par

17. El inversor SPWM tiene una tensión de salida:
a) mayor que el caso SVPWM
b) similar al caso SVPWM
c) dependiente del índice de modulación de amplitud, hasta la saturación

18. El UPS on-line
a) tiene mejores características funcionales que el UPS off-line
b) no tiene mejores características funcionales que el UPS off-line
c) tiene el inversor on-line, pero solo se conecta con la salida cuando entra en backup

19. El motor brushless es un motor
a) síncrono
b) de corriente continua
c) de circuito driver autoconmutado

20. El control vectorial de un motor de corriente alterna:
a) sirve para controlar velocidad y par de manera independiente
b) tener un control con buenas características dinámicas
c) tener un control desacoplado, similar al de un motor de corriente continua
d) tener un control desacoplado similar al control escalar

21. El diseño del transformador flyback hay que calcular:
a) entrehierro
b) tipo de material y cazoleta
c) cantidad de vueltas primario
d) no es necesario el entrehierro

22. El diseño del transformador puente completo hay que calcular:
a) entrehierro
b) tipo de material
c) cantidad de vueltas primario
d) no es necesario el entrehierro

15. La red de ayuda a la conmutación SNUBBER se utiliza en el BJT para:
a) ayudar a entrar en el RBSOA, en el caso del apagado
b) ayudar a que el transistor entre en el SOA
c) ayudar a que el circuito de entrada tenga mayor velocidad

16. En los rectificadores, la tensión inversa del diodo o tiristor es:
a) la misma, si q es impar o par
b) mayor, para el caso de q impar
c) mayor, para el caso de q par

17. El inversor SPWM tiene una tensión de salida:
a) mayor que el caso SVPWM
b) similar al caso SVPWM
c) dependiente del índice de modulación de amplitud, hasta la saturación

18. El UPS on-line
a) tiene mejores características funcionales que el UPS off-line
b) no tiene mejores características funcionales que el UPS off-line
c) tiene el inversor on-line, pero solo se conecta con la salida cuando entra en backup

19. El motor brushless es un motor
a) síncrono
b) de corriente continua
c) de circuito driver autoconmutado

20. El control vectorial de un motor de corriente alterna:
a) sirve para controlar velocidad y par de manera independiente
b) tener un control con buenas características dinámicas
c) tener un control desacoplado, similar al de un motor de corriente continua
d) tener un control desacoplado similar al control escalar

21. El diseño del transformador flyback hay que calcular:
a) entrehierro
b) tipo de material y cazoleta
c) cantidad de vueltas primario
d) no es necesario el entrehierro

22. El diseño del transformador puente completo hay que calcular:
a) entrehierro
b) tipo de material
c) cantidad de vueltas primario
d) no es necesario el entrehierro

8

10. La siguiente figura corresponde al espectro en función de n de:
   a) inversor SPWM bipolar
   b) inversor SPWM unipolar
   c) inversor SVPWM unipolar

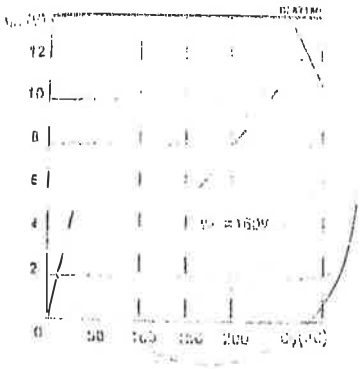
(Los armónicos son múltiplos pares de la fundamental)

11. frenado regenerativo tiene la función de:
   a) frenar, siempre y cuando la energía vaya al banco de capacitores
   b) frenar y conservar la energía
   c) frenar, sin importar donde va la energía
   d) devolver la energía a la red en todos los casos

12. La curva mostrada del MOSFET tiene la finalidad de:
   a) mostrar el comportamiento de la compuerta
   b) sirve para el cálculo de la corriente del driver de compuerta
   c) especifica la velocidad de respuesta del MOSFET

13. El control en clase C del motor de corriente continua puede:
   a) controlar en los cuatro cuadrantes
   b) controlar un solo cuadrante
   c) controlar dos cuadrantes, driver directo y frenado

14. Explique la siguiente curva del MOSFET de la derecha:



SSOA (Area segura de Switcheo). Es el valor maximo de I_D y V_{DS}

15. La red de ayuda a la conmutación SNUBBER se utiliza en el BJT para:
    a) ayudar a entrar en el RBSOA, en el caso del apagado
    b) ayudar a que el transistor entre en el SOA
    c) ayudar a que el circuito de entrada tenga mayor velocidad

16. En los rectificadores, la tensión inversa del diodo o tiristor es:
    a) la misma, si q es impar o par
    b) mayor, para el caso de q impar
    c) mayor, para el caso de q par

17. El inversor SPWM tiene una tensión de salida:
    a) mayor que el caso SVPWM
    b) similar al caso SVPWM
    c) dependiente del índice de modulación de amplitud, hasta la saturación

18. El UPS on-line
    a) tiene mejores características funcionales que el UPS off-line
    b) no tiene mejores características funcionales que el UPS off-line
    c) tiene el inversor on-line, pero solo se conecta con la salida cuando entra en backup

19. El motor brushless es un motor
    a) síncrono
    b) de corriente continua
    c) de circuito driver autoconmutado

20. El control vectorial de un motor de corriente alterna:
    a) sirve para controlar velocidad y par de manera independiente
    b) tener un control con buenas características dinámicas
    c) tener un control desacoplado, similar al de un motor de corriente continua
    d) tener un control desacoplado similar al control escalar

21. El diseño del transformador flyback hay que calcular:
    a) entrehierro
    b) tipo de material y cazoleta
    c) cantidad de vueltas primario
    d) no es necesario el entrehierro

22. El diseño del transformador puente completo hay que calcular:
    a) entrehierro
    b) tipo de material
    c) cantidad de vueltas primario
    d) no es necesario el entrehierro

18. El UPS on-line

a) tiene mejores características funcionales que el UPS off-line
b) no tiene mejores características funcionales que el UPS off-line
c) tiene el inversor on-line, pero solo se conecta con la salida cuando entra en backup

19. El motor brushless es un motor

a) síncrono
b) de corriente continua
c) de circuito driver autoconmutado

20. El control vectorial de un motor de corriente alterna:

a) sirve para controlar velocidad y par de manera independiente
b) tener un control con buenas características dinámicas
c) tener un control desacoplado, similar al de un motor de corriente continua
d) tener un control desacoplado similar al control escalar

21. El diseño del transformador flyback hay que calcular:

a) entrehierro
b) tipo de material y cazoleta
c) cantidad de vueltas primario
d) no es necesario el entrehierro

22. El diseño del transformador puente completo hay que calcular:

a) entrehierro
b) tipo de material
c) cantidad de vueltas primario
d) no es necesario el entrehierro

23. El diseño del transformador forward hay que calcular:

a) entrehierro
b) tipo de material
c) cantidad de vueltas primario
d) no es necesario el entrehierro

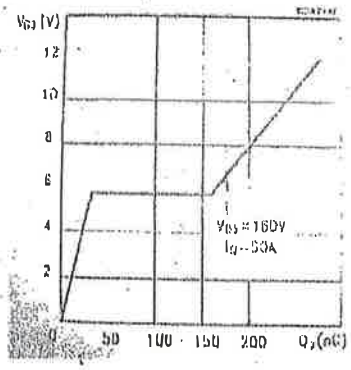
12. La curva mostrada del MOSFET tiene la finalidad de:

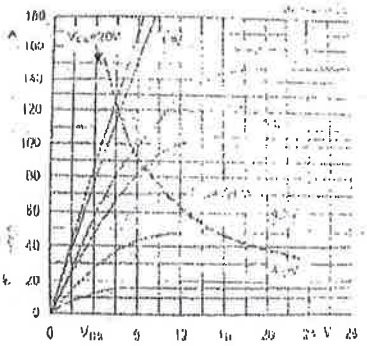
a) mostrar el comportamiento de la compuerta
b) sirve para el cálculo de la corriente del driver de compuerta
c) especifica la velocidad de respuesta del MOSFET

13. El control en clase C del motor de corriente continua puede:

a) controlar en los cuatro cuadrantes
b) controlar un solo cuadrante
c) controlar dos cuadrantes, driver directo y frenado

14. Explique la siguiente curva del MOSFET de la derecha:





15. La red de ayuda a la conmutación SNUBBER se utiliza en el BJT para:

a) ayudar a entrar en el RBSOA, en el caso del apagado
b) ayudar a que el transistor entre en el SOA
c) ayudar a que el circuito de entrada tenga mayor velocidad

16. En los rectificadores, la tensión inversa del diodo o tiristor es:

a) la misma, si q es impar o par
b) mayor, para el caso de q impar
c) mayor, para el caso de q par

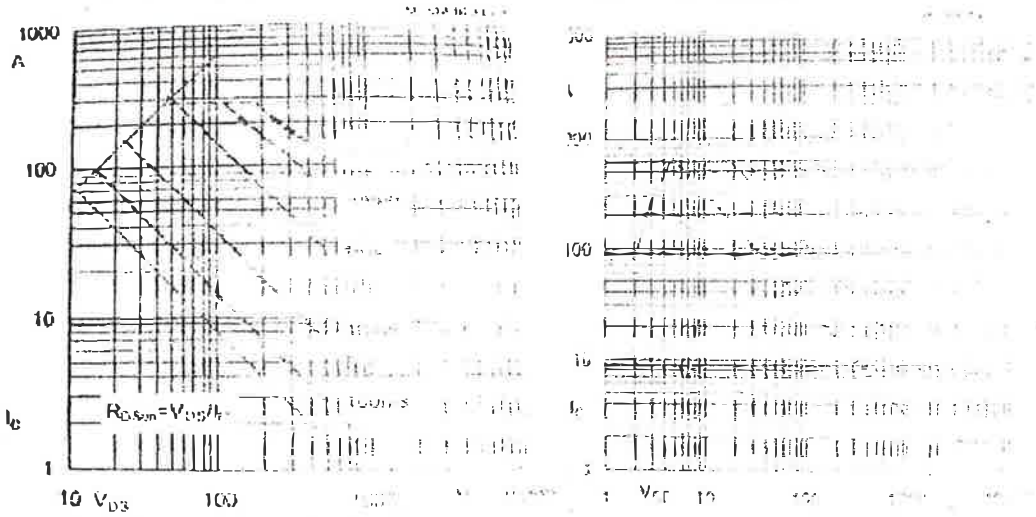
17. El inversor SPWM tiene una tensión de salida:

a) mayor que el caso SVPWM
b) similar al caso SVPWM
c) dependiente del índice de modulación de amplitud, hasta la saturación

13

5. El trr de un diodo ultrarrápido esta en los valores del orden del
   a) μ s
   b)décadas o centenas de ns
   c)décadas de μ s

6. Explique las siguientes curvas, y justificación de los límites



Justificación de los límites

1– RDS(on)
2– Id máx
3– Potencia máx (Límite por temperatura)
4– Vds máx

1– Resistencia de saturación
2– Ic máx
3– Potencia máx (Límite por temperatura)
4– Vce máx

7. El enclavador Baker se utiliza en el driver del transistor
   a)Bipolar
   b)MOSFET
   c)IGBT

8. El IGBT
   a) no tiene diodo parásito
   b) tiene diodo parásito
   c) es de tecnología portadores minoritarios

9. Indique lo que significan la siguientes figuras:

Equivalente Hoy Motor CC

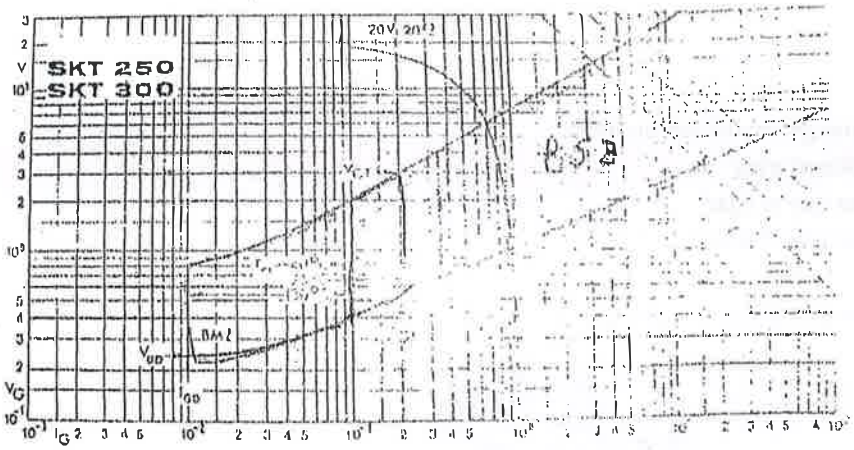
Equivalente Hoy Motor CA

EXAMEN MÚLTIPLE OPCION ELECTRÓNICA DE POTENCIA

1. Explique que es dv/dt en un tiristor

Velocidad de subida de tensión crítica en estado de off. Si la dv/dt crítica se excede el tiristor puede autocebarse.

2. Explique la siguiente curva del tiristor



Es la curva de compuerta del tiristor, sirve para calcular el drive de compuerta del tiristor, para calcular los valores de Vgs = VGT, e Ig = 3 a 5 veces IGT, de manera que el disparo se encuentre en la zona segura de disparo, BSZ. Los impulsos no deseados e interferencias deben restringirse a los valores que se encuentran en la zona BMZ (zona máxima que se asegura que el dispositivo no se disparará).

3. El SOA del transistor IGBT tiene los siguiente límites:

a) Tres, mas un límite adicional debido al Rds(on)
b) FBSOA con cuatro límites y RBSOA con tres límites
c) FBSOA y RBSOA idénticos
d) SOA con tres límites, mas uno debido a la resistencia de saturación

4. Complete la siguiente tabla

	BUCK	BOOST	BUCK/BOOST
Relación de conversión M(D) en CCM			
Kcrit(D)			
Límites operacionales del	0 < D < 1 (entre 5% y 95 %)	0 < D < 1 (se debe limitar a	0 < D < 1 (se debe limitar a

(15)

28) El enclavador Baker se utiliza en el driver del transistor:

a) MOSFET
b) IGBT
c) Bipolar

29) El trr de un diodo ultrarrápido está en los valores aproximados:

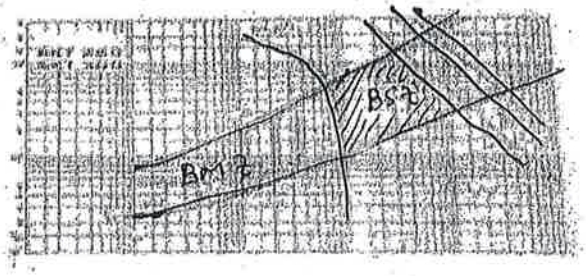
a) ~10us
b) ~1us
c) 10ns≤ trr ≤100ns

Entre 30 y 800 nS

30) Un tiristor tiene generalmente un dv/dt

a) Idéntico al triac
b) Mayor que el triac
c) Menor que el triac

31) Subraye la zona de disparo seguro de un tiristor



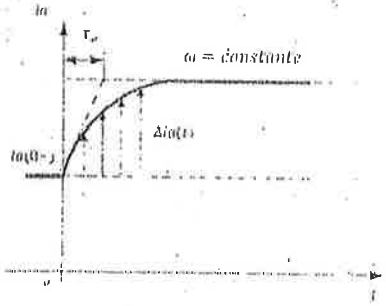
32) El SOA del transistor MOSFET tiene los siguientes límites:

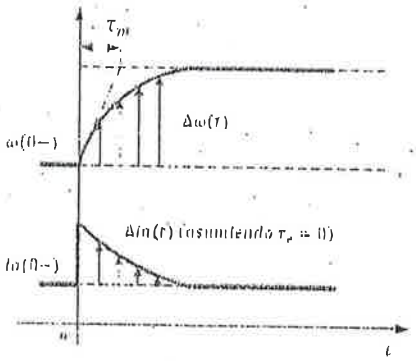
a) Tres, más un límite adicional debido al Rds(on)
b) FBSOA y RBSOA idénticos
c) FBSOA con cuatro límites y RBSOA con tres límites

33) La Rds(on) del MOSFET es

a) Menor para transistores de mayor Vds
b) Invariante para transistores de diferente Vds
c) Mayor para transistores de Mayor Vds

34) Explique sobre las constantes de tiempo mecánicas y eléctricas del motor en base a las figuras siguientes

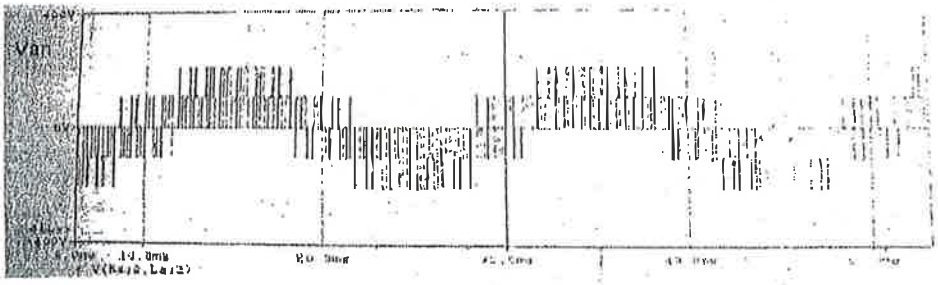




τ_e → rapidez en llegar al valor estacionario la corriente de armadura

τ_m → rapidez en llegar al valor estacionario la velocidad de armadura

24. Explique la siguiente curva de tensión de salida a qué corresponde:



Inversor trifásico PWM

25. El inversor SVPWM:

a) tiene un 15% más tensión de salida que un SPWM
b) tiene un 15% menos de tensión de salida que un SPWM
c) se utiliza para aplicaciones monofásicas
d) se utiliza para aplicaciones trifásicas

EXAMEN TEÓRICO/PRÁCTICO DE ELECTRÓNICA DE POTENCIA

Teórico: Inversores con transistores

1) Parámetros de rendimiento
2) Clasificación de los inversores con transistores. Distintas configuraciones. Aplicaciones
3) Análisis de los inversores con transistores en puente completo para aplicaciones monofásicas y trifásicas con las técnicas de modulación SPWM unipolar y bipolar. Comparación.
4) Análisis de la técnica de modulación SVPWM (o SVM) para aplicaciones trifásicas. Cálculo de x, y (ciclo de trabajo). Ejemplos de un patrón de conmutación para un cuadrante. Fórmula de la frecuencia de conmutación del vector espacial en función de la frecuencia de muestreo, ángulo de incremento del paso (STEP), y de la cantidad de bits.

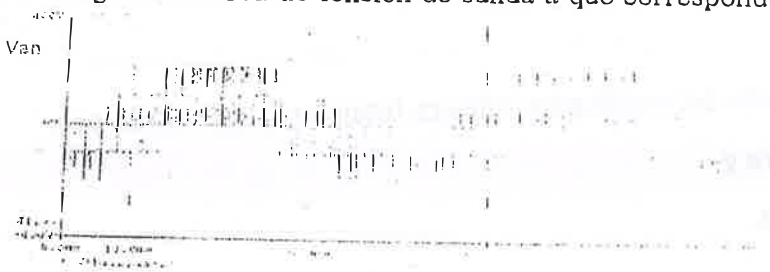
Práctico:

Diseño de un inversor trifásico para ser aplicado en un control escalar en un motor asíncrono por la técnica v/f con las siguientes características:

Vin= 380 Vrms tres fases con neutro
Vout= 0-380 Vrms tres fases sin neutro
fout= 0-150Hz; 50Hz como frecuencia base

23. El diseño del transformador forward hay que calcular:
    a) entrehierro
    b) tipo de material
    c) cantidad de vueltas primario
    d) no es necesario el entrehierro

24. Explique la siguiente curva de tensión de salida a qué corresponde:



Inversor trifásico PWM

25. El inversor SVPWM:
    a) tiene un 15% más tensión de salida que un SPWM
    b) tiene un 15% menos de tensión de salida que un SPWM
    c) se utiliza para aplicaciones monofásicas
    d) se utiliza para aplicaciones trifásicas

EXAMEN TEÓRICO/PRÁCTICO DE ELECTRÓNICA DE POTENCIA

Teórico: Inversores con transistores

1) Parámetros de rendimiento
2) Clasificación de los inversores con transistores. Distintas configuraciones. Aplicaciones
3) Análisis de los inversores con transistores en puente completo para aplicaciones monofásicas y trifásicas con las técnicas de modulación SPWM unipolar y bipolar. Comparación.
4) Análisis de la técnica de modulación SVPWM (o SVM) para aplicaciones trifásicas. Cálculo de x, y(ciclo de trabajo). Ejemplos de un patrón de conmutación para un cuadrante. Fórmula de la frecuencia de conmutación del vector espacial en función de la frecuencia de muestreo, ángulo de incremento del paso (STEP), y de la cantidad de bits.

Práctico:

Diseño de un inversor trifásico para ser aplicado en un control escalar en un motor asíncrono por la técnica v/f con las siguientes características:

Vin= 380 Vrms tres fases con neutro
Vout= 0-380 Vrms tres fases sin neutro
fout= 0-150Hz; 50Hz como frecuencia base

- Diagrama en bloques y circuito general de potencia, incluido el driver de base
- Cálculo de la corriente y tensión máxima del transistor de portencia
- Utilizar la técnica de modulación SVPWM (o SVM)
- Utilizar IGBT's
- Si es aplicable, red de ayuda a la conmutación (snubber)
- SOA del transistor de potencia
- Incluir filtro EMI/RFI

19

TEMA 1: TEÓRICO

RECTIFICACIÓN DE POTENCIA.

1- Parámetros de rendimiento.

2- Factor de potencia para tensión de entrada senoidal y no senoidal con carga resistiva, y no resistiva.

3- Clasificación de los rectificadores controlados con distintas cargas.

4- Análisis detallado del rectificador trifásico totalmente controlado con

4.1 carga resistiva pura y

4.2 carga regenerativa.

5- Análisis (síntesis) del rectificador trifásico semi controlado.

6, Análisis (síntesis) del rectificador trifásico dual con corriente circulante.

7. Análisis del contenido armónico que generan los rectificadores en la red. Comparación.

Tema 2: PRÁCTICO

Diseño completo de un rectificador totalmente controlado para ser aplicado en una etapa de potencia.

Vin= 380 Vrms 3 fases con neutro.

Vout= + 311 Va - 311 V

- Diagrama en bloques general.
- Selección de los ángulos de retraso para carga regenerativa y rangos de tensión máximos requeridos.
- Selección, análisis y cálculo de los dispositivos de potencia. Justificar
- Diseñar el filtro de entrada (de la línea) para eliminar los armónicos generados a la red por el rectificador.
- Selección del tiristor. Cálculo de la corriente y tensión máximas.
- Red de ayuda (snubber)
- Driver de compuerta del tiristor.
- Arranque suave, protección de sobre corriente.

TEMA 1: Control de motores de CC

a) Modelo equivalente del motor de CC. Formulas principales de potencia. Curva de Tm=F(wm). Frenado. Distintas técnicas
b) Funcionamiento en clase C. Desarrollo teórico completo.
c) Funcionamiento en clase A, B , D, E desarrollo teórico sintético. Conceptos y formulas principales.
d) Desarrollo de los métodos de control de velocidad. Análisis y comparación
e) Control con transistores. Conceptos básicos de control por velocidad y posición
f) Driver con tiristores. Distintos métodos

TEMA 2: Diseño de un control de velocidad y par de un motor de CC controlado por armadura clase E.

- Vin=380 Vef
- Vout=0-200 Vef
- Iout_nom = 1.5A

✓ Circuito de aplicación
✓ Lazo cerrado con control de velocidad y posición. Describir la función de transferencia en modo sintético. Detallar los conceptos del control
✓ Utilizar la técnica de modulación más apropiada. Justificar
✓ Utilizar los transistores más apropiados (entre IGBT y MOSFET). Justificar
✓ Si es aplicable, red de ayuda a la conmutación (snubber)
✓ SOA y driver de base para esta aplicación
✓ Protección de sobre corriente utilizando las propiedades del transistor como sensor

Diseñar el control de Velocidad de un motor CC para clase C
95 - 96

21

CUESTIONADO

Tema 1: Control de motores de CA

a) Modelo equivalente del motor de CA asíncrono y formulas principales. Curva TM(Wm)
b) Información de los parámetros eléctricos. Métodos de medición
c) Conceptos básicos del control por deslizamiento
d) Desarrollo del control por velocidad síncrona. Distintos métodos
e) Desarrollo de los métodos de control de velocidad escalar
f) Conceptos sobre el control de velocidad vectorial

(3) Tema 2: Diseño de un circuito de potencia para controlar la velocidad y par de un motor asíncrono trifásico

- ✓ Tensión de entrada: 380 Vef (tres fases con neutro)
- ✓ Control escalar
- ✓ Selección de la técnica de control más adecuada
- ✓ Mencionar las limitaciones de este método de control y como se podrían mejorar
- ✓ Diagrama en bloques de la propuesta y análisis sintético
- ✓ Utilizar la técnica de modulación del inversor SVPWM
- ✓ Seleccionar el transistor más adecuado para esta aplicación. Justificar
- ✓ Si es aplicable, red de ayuda a la conmutación (Snubber)
- ✓ SOA y drives de base para esta aplicación
- ✓ Protección de sobre corriente y de falta de tensión en la red

91 - 95

TEMA 1: UPS

1. Clasificación.
2. Análisis de los UPS on-line y off-line
3. Baterías: carga y proceso de descarga.
4. Conmutador a red. Análisis y diseño
5. Factor de potencia aplicado a UPS.
6. Paralelismo de UPS´s.
7. Análisis de funcionamiento de UPS on-line trifásico.

TEMA 2:

Diseño de Inversor trifásico

Vin = 380 Vrms 3 fases con neutro.

Vout = 380 Vrms 3 fases con neutro.

- Diseño on-line
- Técnica SPWM.
- Carga equilibrada.
- Método de sincronismo con la red, diagrama en bloques.
- Selección del transistor. Calculo de la corriente y tensión máxima del transistor de potencia.
- Diseñar el filtro de entrada (de la línea) para eliminar los armónicos generados a la red por el rectificador.
- Red de ayuda (snubber), de ser aplicable.
- Driver de compuerta del tiristor y/o transistor.
- Arranque suave, protección de sobre corriente.

UPS-TEORIO

UPS

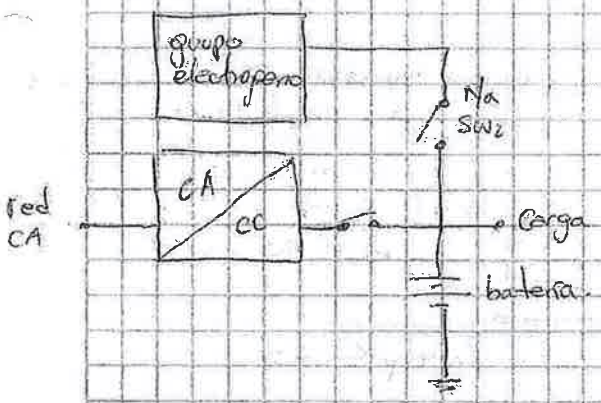
HOJA N° 2

FECHA

1- Clasificación
2- Analisis de las UPS online y offline.
3- Baterías. Carga y descarga
4- Conmutador a red. Analisis y diseño.
5- Factor de potencia aplicado a UPS.
6- Paralelismo de UPS
7- Analisis de funcionamiento de UPS on-line trifasico.

Clasificacion: UPS → CC
UPS → CA → online
CA → offline

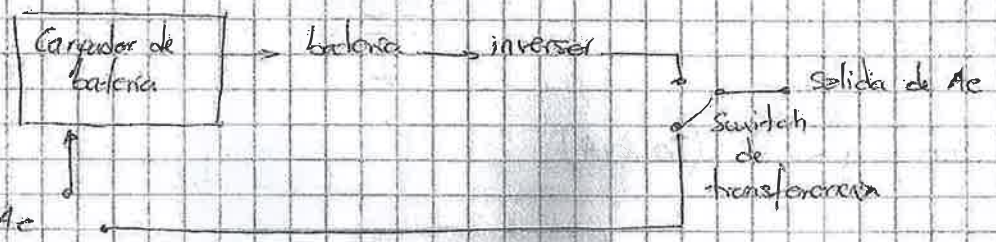
De CC.



Para cargas críticas.

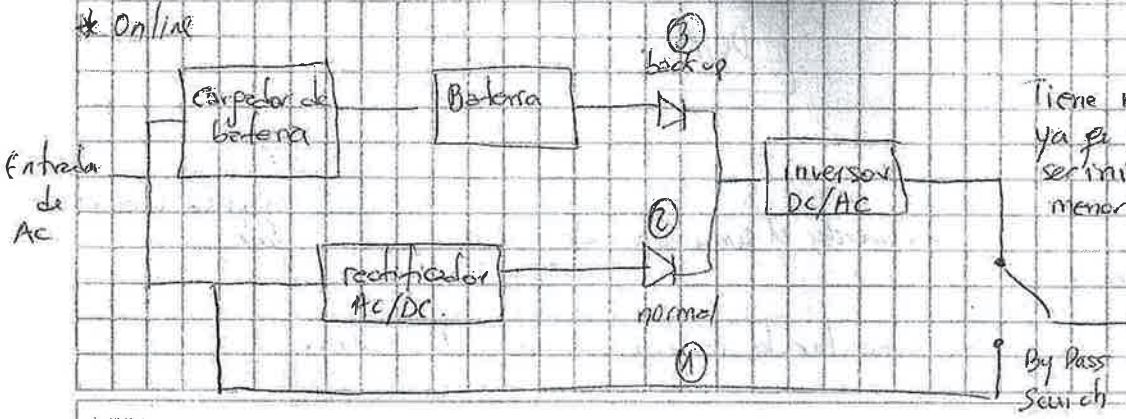
De CA.

* Offline.



El inversor esta generalmente desconectado de la linea. Mayor rendimiento ya que el inversor no tiene carga la mayoría del tiempo. Mas propenso a fallas debido al switch mecanico. Pensado para cargas no criticas que no requieren que el traslado de la linea al inversor sea rapido.

* Online



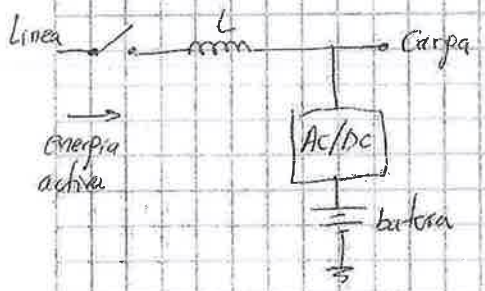
Tiene respuesta mas rapida ya que el inversor no necesita sincronizarse, pero tiene menor rendimiento.

NOTA

Modo bypass: es usado solo al comienzo hasta q° el inversor entra en regimen.
Modo normal: En regimen el inversor el bypass conmuta y la energia es entregada a la carga por el inversor.

Modo back up: En caso de falla las baterías proporcionan la energía necesaria.

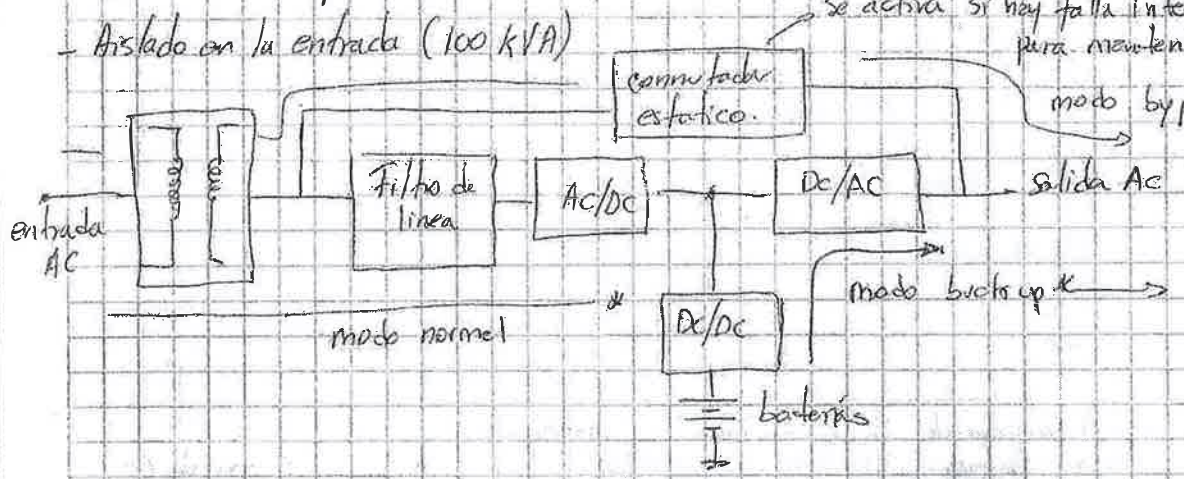
UPS interactivo con la linea



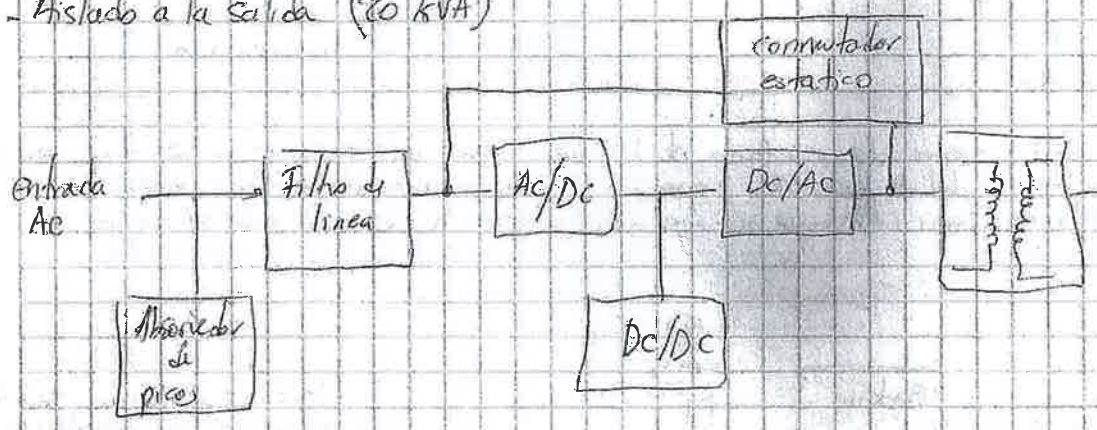
tiene menos convertidores y puede acondicionar la tensión en la carga

UPS: modo de operacion.

- Aislado en la entrada (100 kVA)



- Aislado a la salida (20 kVA)



Paralelismo

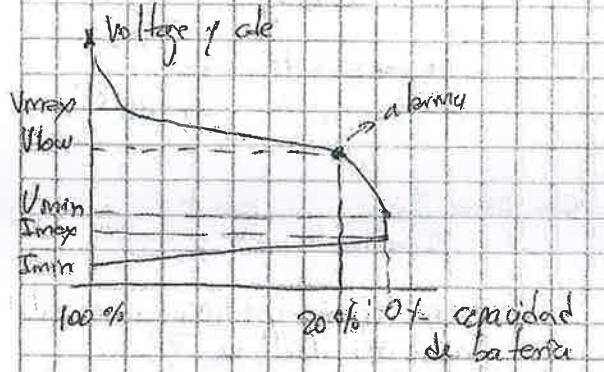
2 ups conectadas o mas
- Aumentar el suministro de energía
- Aumentar la confidencialidad del sistema

fase, amplitud, frec } identicas.

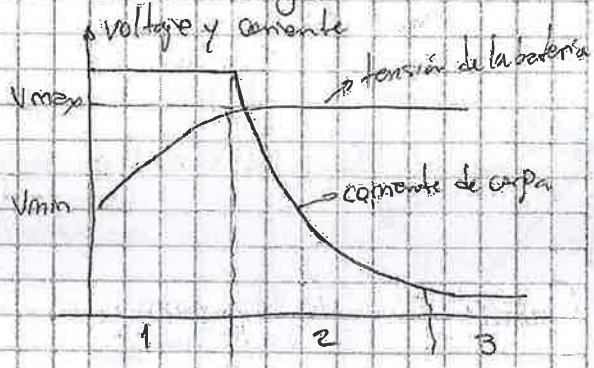
NOTA

Deben tener iguales tensiones, magnitud, frec y fase y uno se debe encargar del sincronismo
Es conectar 2 o mas UPS si necesitamos ampliar potencia instalada

Baterías: Descarga



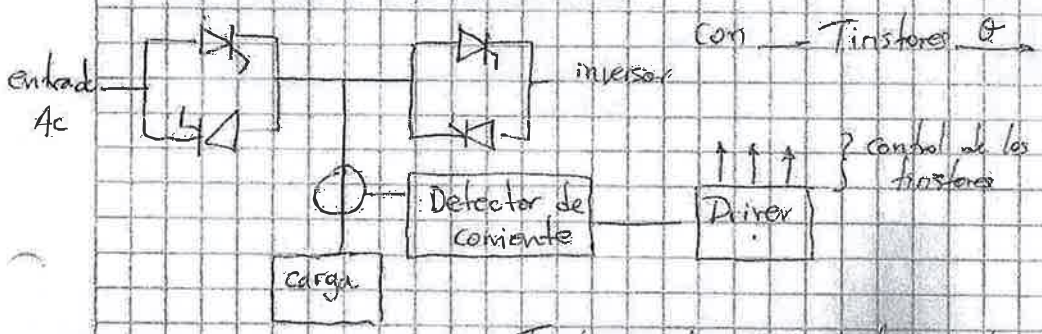
Carga



1- Se carga con cte constante hasta q. V=Vmax.
2- Se mantiene Vmax=cte y se va disminuyendo la corriente hasta encontrarse con carga max
3- Se mantiene una corriente pequeña para q. la batería este a plena carga.

• Llave estatica o by pass: funcion, conectar a la red la carga cuando hay una falla, conmutar la tensión de salida del inversor con la red o viceversa

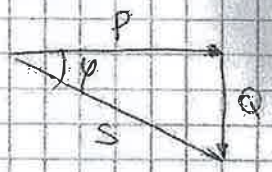
con Tiristores o relés electromecánicos.



Tambien puede cumplir la función durante una sobrecarga, el conmutador se conecta a la red en modo by pass p/ soportar la sobrecarga transitoria.

Factor de potencia

Para señal sinusoidal pura



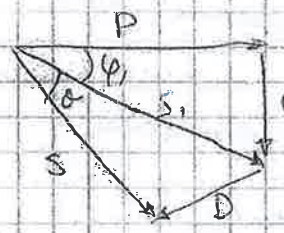
$P = V_{rms} I_{rms} \cos\varphi$
$Q = V_{rms} I_{rms} \operatorname{sen}\varphi$
$S = V_{rms} I_{rms}$

$PF = \frac{P}{S} = \cos\varphi$

NOTA

5

- Para señal distinta de senoidal



$P = V_{rms} \cdot \underbrace{I_{1rms} \cos\varphi_1}_{\text{en fase}}$

$Q = V_{rms} \cdot \underbrace{I_{rms} \cdot \operatorname{sen}\varphi_1}_{\text{en cuadratura}}$

$S_1 = V_{rms} \cdot I_{rms}$

$S = V_{rms} \cdot I_{rms\,total}$

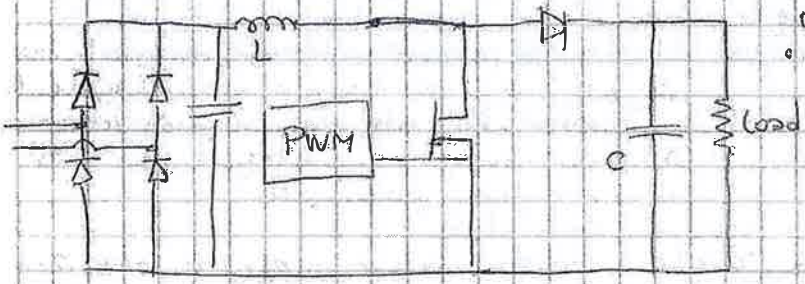
$D = V_{rms} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{n\,rms}^2}$

$PF = \frac{P}{S} = \frac{I_{1rms} \cdot \cos\varphi_1}{I_{rms\,total}}$

Con $DF = \frac{I_{rms}}{I_{rms\,total}} = \cos\theta$

otra forma: $PF = \frac{\cos\varphi_1}{\sqrt{1 + THD_i^2}}$

Corrector del factor de potencia:

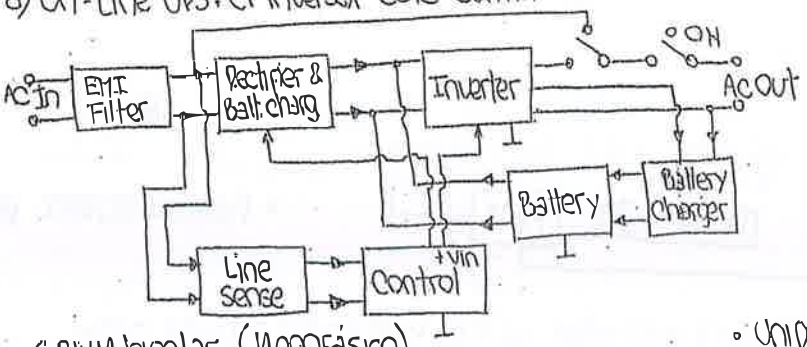


- Simplifica diseño y minimiza cantidad de componentes, facilita
- El switch está conectado a masa por lo que el drive es muy simple
- El inductor minimiza ruido a la salida.

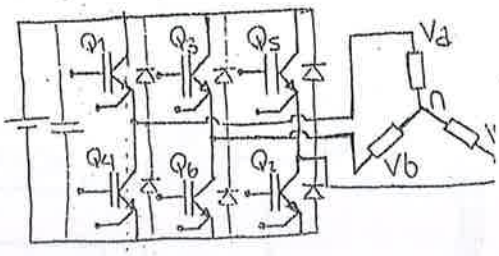
2: Diseño de Inversor Trifásico

Vin = 380 Vrms 3 fases con neutro - Vout = 380 Vrms 3 fases con neutro
a) Diseño on-line b) Técnica SPWM c) carga equilibrada d) Método de sincronismo con la red, diagrama en bloques e) selección del transistor. Calculo de la corriente y tensión max del transist de potencia. f) Diseñar el filtro de entrada (de la línea) p/eliminar los armónicos generados a la red por el rectificador g) Red de ayuda (snubber), de ser aplicable. h) Driver de compuerta del tiristor y/o transistor i) Arranque suave, protección de sobrecorriente.

a) On-Line UPS: el inversor esta continuamente conectado en línea



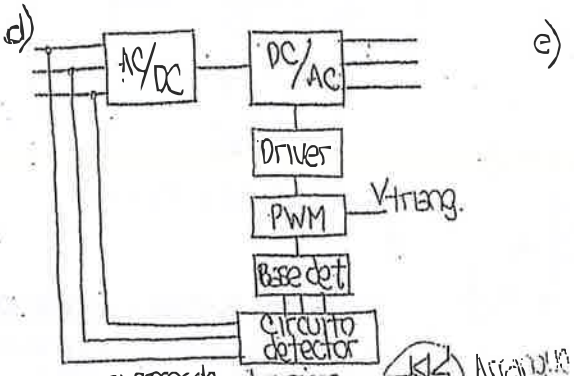
b)



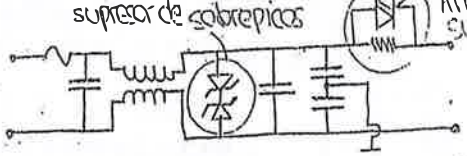
- SPWM bipolar (Monofásico)
  Vout = +Vin p/ Vsin > Vtriang → conducen Q_1 y Q_4
  Vout = -Vin p/ Vsin < Vtriang → conducen Q_3 y Q_2

- Unipolar ?

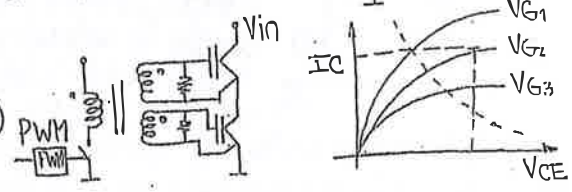
d)



i)



e)



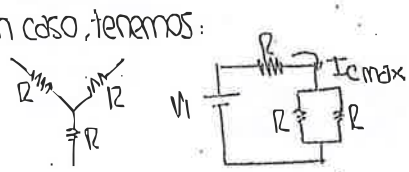
$t_{conmut} > t_{on} + t_r + t_{off} + t_{fold}$

e) $I_{Cmax} = \frac{V_{in}}{R + (\frac{R}{2})} = \frac{2\, V_{inmax}}{3\, R}$

Elegimos IGBT's
$V_{CE\,pico} = 1200V$

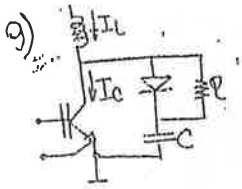
Tensión de bloqueo
$V_{CEmax} = V_{inmax} = 380V\sqrt{2} = 537V$

p/ un caso, tenemos:



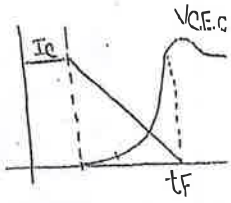
p/ modo de conducc

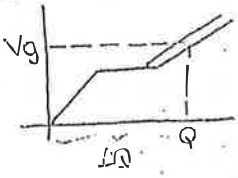
g)



$R < \frac{t_{on\,min}}{5C}$

$C = \frac{I_L \cdot t_F}{2\, V_{CEOFF}}$





Elegimos VG entre 12 y 10 y 1 p/ asegurar el disparo

$I_g = \frac{\Delta Q_G}{t_{conmutacion}}$

Tmb se podría usar un IR2130 el cual es un driver p/ MOSFET e IGBT's de 3 canales (alto y bajo) independientes
$I_{omax} = 250mA$ → se puede llegar a necesitar un buffer extra. p/ Io mayores.

Protección por sobrecorriente en pág 1.

EP.

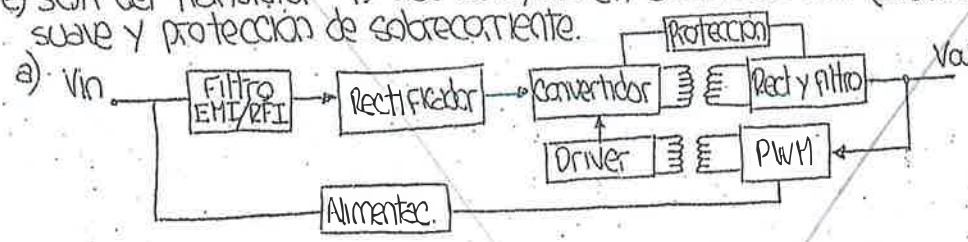
7

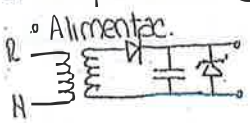
Diseño de fuente aislada bidireccional forward con transist. p/ser aplicada a una carga. Con las siguientes especificaciones.

Vin: 380 Vrms – Vout: 24 - 28 V – Iout max = 200A – Fsw = 40KHz

a) Circuito gral de potencia, selección de transistor (justificar) mas la etapa driver de los transist. de potencia. b) Análisis del rango de variación de D p/ 24 y 28v. con Vin cte. c) Calculo de la V e I max de los transistores de potencia. d) Selección del PWM. Conectar el PWM en el lado de salida. Diseño del trafo de aislación. Las fórmulas, conceptos mas importantes p/ esta aplicación e) SOA del transistor f) Red de ayuda en la conmutación (snubber), si es aplicable. g) Arranque suave y protección de sobrecorriente.

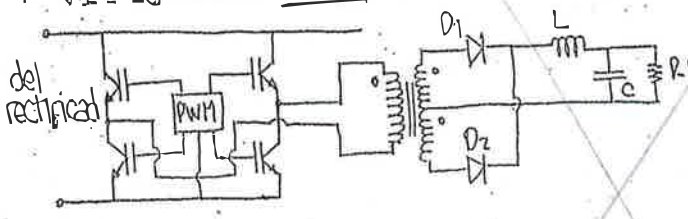
a)





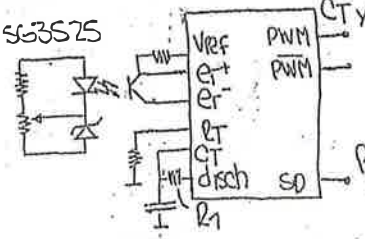
Filtro EMI/RFI pág 1

$P = V \cdot I = 28V\ 200A = \underline{\quad KW}$ → seleccionamos full bridge ya q' el half bridge es hasta 500W



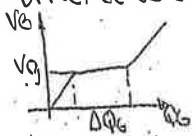
Rectificador → PD3.

PWM: SG3525



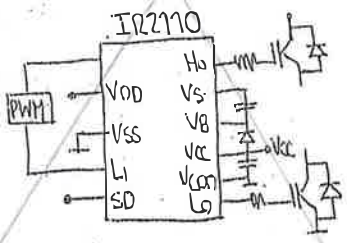
R1 controla lo t muert
CT y RT controla la frec de osc
Protección de sobrecorrier

Driver de base



$\frac{\Delta Q}{t_c} = I_G$ $t_c \geq (t_{on}+t_r)+(t_{off}+t_f)$

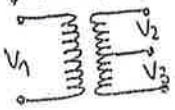
$R_g = \frac{V_{gsat} - V_{g\,plat}}{I_G}$



c) Elección del transistor

Elegimos el IGBT, no puede ser MOSF xq VDS = 537V y a este rango se comporta mejor el IGBT. – Bajas pérdidas en cond – Puede manejar la I requerida – Driver simp

d) Formulas del trafo

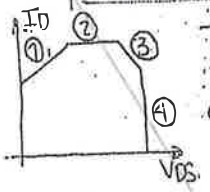


$n_1 = \frac{\lambda_1}{2 B_{max} A_c}$ $\lambda_1 = D T V_{in}$; B_{max}: dens. flujo; A_c: area de cruce del núcleo

$n_2 = n_1 \frac{V_2}{V_1}$ $n_3 = n_1 \frac{V_3}{V_1}$

- Diseño
  - Especificaciones (datos)
  - Diam. del núcleo
  - Evaluac de la densid. de flujo de Acmax
  - Det. la cant de vueltas
  - De la sección del alambre
  - Verificar los calculos (Lm, IL max pico, R devanados)
  - Ley de Faraday $v(t) = N A_c \frac{dB(t)}{dt}$
  - Ley de Ampere $H(t) l_m = N i(t)$

e)



Tiene dos áreas de operación: FBSOA (forward biased. SOA cuando se satura) y SSOA (SOA → durante transiciones: conmutac p/ carga inductiva

① Limite por RDSon ② Limite térmico por r
③ Limite térmico del encapsulado (pot) ④ V

f) Red snubber pto "g" pág 2

g) Arranque suave y protecc. pto "h" pág

b) Este tipo de convertidores operan con un rango de ciclo de trabajo de $0 \leq D < 1$ (Teórico)

$$M(D) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = n D$$

EP

TEMA 1: TEÓRICO

RECTIFICACIÓN DE POTENCIA.

1- Parámetros de rendimiento.

2- Factor de potencia para tensión de entrada senoidal y no senoidal con carga resistiva, y no resistiva. UPS

3- Clasificación de los rectificadores controlados con distintas cargas.

4- Análisis detallado del rectificador trifásico totalmente controlado con

4.1 carga resistiva pura y

4.2 carga regenerativa. RLE?

5- Análisis (síntesis) del rectificador trifásico semi controlado.

6. Análisis (síntesis) del rectificador trifásico dual con corriente circulante.

7. Análisis del contenido armónico que generan los rectificadores en la red. Comparación.

Tema 2: PRÁCTICO

Diseño completo de un rectificador totalmente controlado para ser aplicado en una etapa de potencia.

Vin= 380 Vrms 3 fases con neutro.

Vout= + 311 Va - 311 V

- Diagrama en bloques general.
- Selección de los ángulos de retraso para carga regenerativa y rangos de tensión máximos requeridos.
- Selección, análisis y cálculo de los dispositivos de potencia. Justificar
- Diseñar el filtro de entrada (de la línea) para eliminar los armónicos generados a la red por el rectificador.
- Selección del tiristor. Cálculo de la corriente y tensión máximas.
- Red de ayuda (snubber)
- Driver de compuerta del tiristor.
- Arranque suave, protección de sobre corriente.

1) Factores de Rendimiento

$\eta = P_{AV}/P_{RMS}$; $FF = \frac{V_{RMS}}{V_{AV}}$; $CF = \frac{V_{AV}}{V_{MAX}}$; $RF = \frac{V_{AC}}{V_{AF}} = \sqrt{FF^2 - 1}$

$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_{1RMS}} = \sqrt{\left(\frac{I_{RMS}}{I_{RMS_1}}\right)^2 - 1}$ $\quad TUF = \frac{P_{RMS}}{V_{RMS(s)} I_{RMS(s)}}$

2) Factor de potencia

R pura sen y no sen $PF = 1$

Z sen senoidal $PF = \cos\varphi$

Z sen no sen: $PF = DP \cdot DPF$ $\quad DPF = \cos\varphi$ $\quad DPF = \frac{I_{RMS_1}}{I_{RMS}} = \frac{1}{\sqrt{THD_i^2 + 1}}$

$$PF = \frac{\cos\varphi}{\sqrt{THD_i^2 + 1}}$$

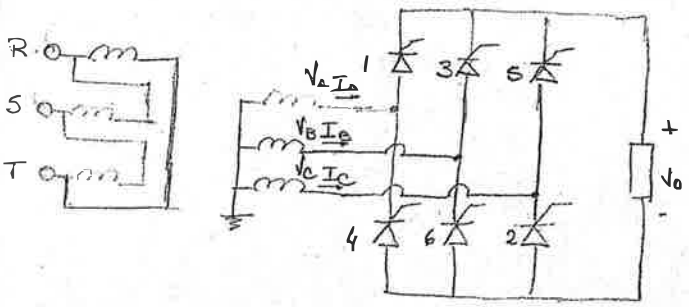
3) Clasificación

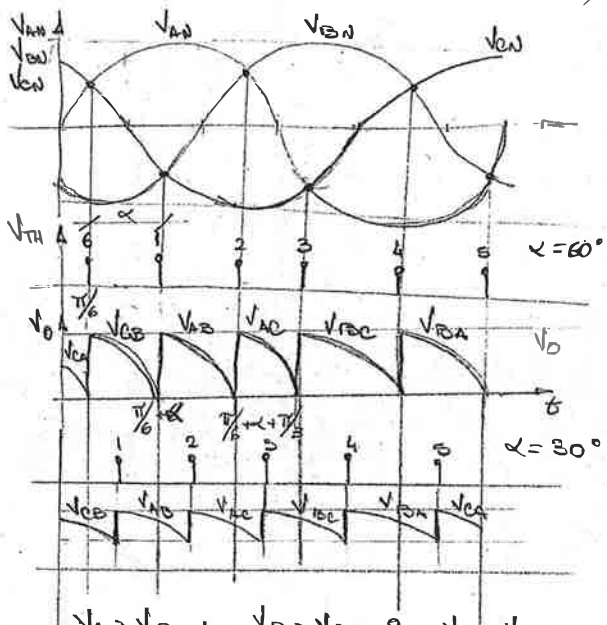
- Controlado
  - Monofasico
    - Control total
      - 1/2 Onda
      - Onda Completa
    - Semi control
    - Dual
  - Trifasico
    - Control total
      - 1/2 Onda
      - Onda completa
    - Semi control
    - Dual
  - Q Fasio

4) Rectificador trifasico totalmente controlado

$\pi/6 + 3\pi/6 = \frac{4\pi}{6}$

4.1) Carga R pura:





$V_{AN} = V_{MAX} \cos \omega t$

$V_{BN} = V_{MAX} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3})$

$V_{AB} = V_{MAX} \cos(\omega t - \frac{\pi}{6})$

$V_{AV} = \int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/6+\alpha+\pi/3} V_{AB}(\omega t) = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{MAX} \cos\alpha$

$V_{AV_0} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{MAX} \Rightarrow V_{AV_N} = \cos\alpha$

$V_A > V_0 \to 1$ $\quad V_B > V_A \to 3$ $\quad V_C > V_B \to 5$

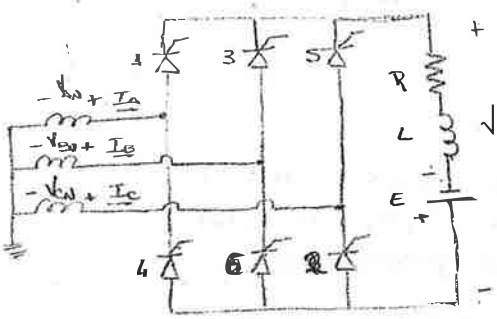
$-(V_A > V_C) \to 4$ $\quad -(V_B > V_A) \to 6$ $\quad -(V_C > V_B) \to 2$

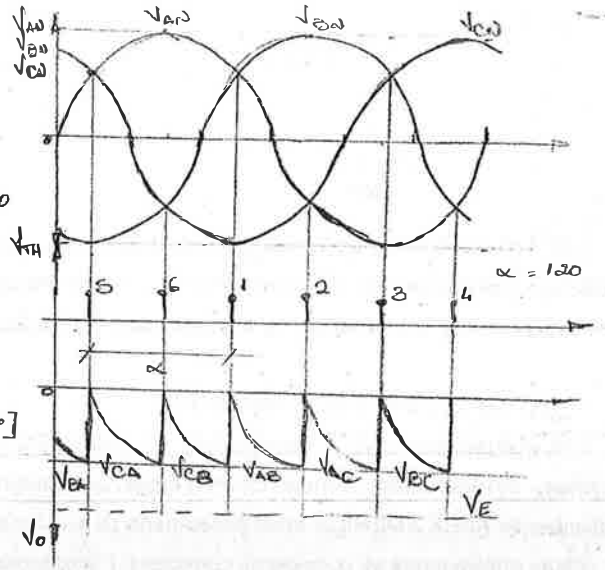
C/Th conduce $60° = \pi/3$

Para el arranque ① Tiene que estar disparado el Th anterior

② se dispara un tren de pulsos durante 60°

4.2) Carga RLE





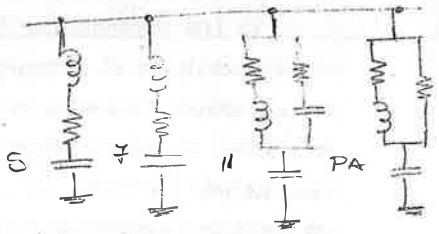
$0 \le \alpha \le 180$ $\quad \alpha_{MAX} = 180 - t_q[°] - U[°]$

$\alpha_{MAX} \simeq 150°$

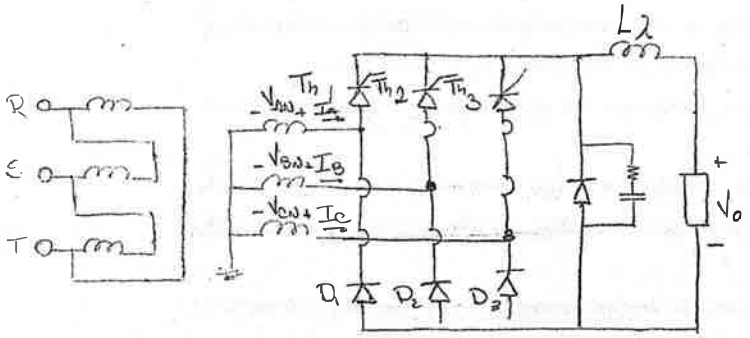
t_q = tiempo apagado

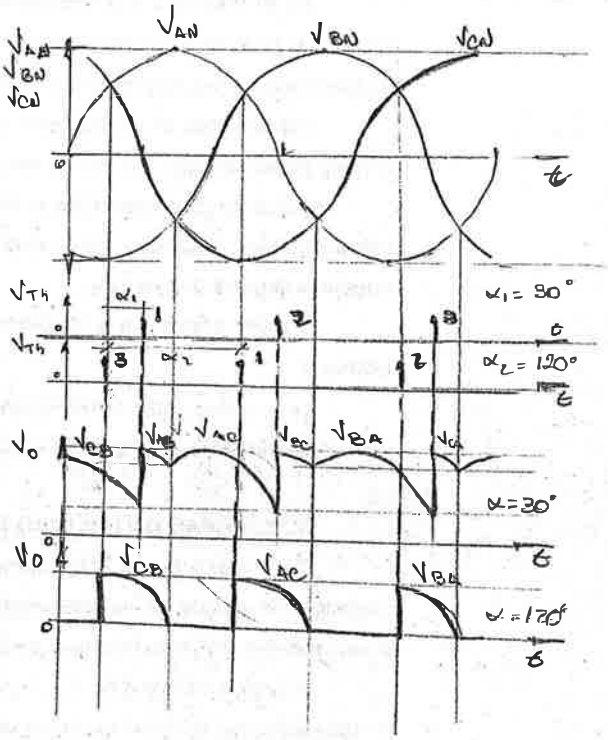
U = tiempo conmutación

Armónicas $\quad \nu = k_p \pm 1 \quad \nu = 5, 7, 11, 13 \ldots$



5) Semicontrolado





$0 \le \alpha \le 180°$

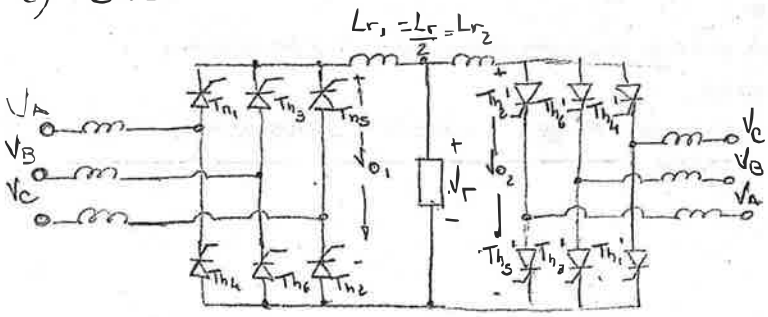
$V_{MAX} = V_0 = 0$

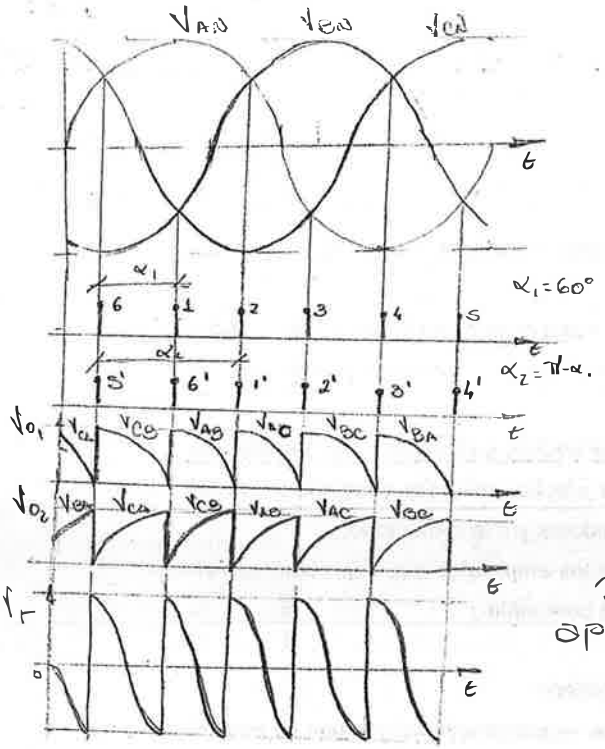
$$V_{AV} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_{MAX}(1 + \cos\alpha)$$

$\alpha > \pi - 2\pi/q$ DCM

$\alpha < \pi - 2\pi/q$ CCM

6) Dual





$V_{AN} = V_{MAX}\, sen(\omega t)$

$V_{BN} = V_{MAX}\, sen(\omega t - \frac{2\pi}{3})$

$V_{CN} = V_{MAX}\, sen(\omega t - \frac{4\pi}{3})$

$V_{AB} = \sqrt{3}\, V_{MAX}\, sen(\omega t + \pi/6)$

$V_{CB} = \sqrt{3}\, V_{MAX}\, sen(\omega t + \pi/2)$

$V_r = V_{AB} - V_{CB}$

$V_r = \sqrt{3}\, V_{MAX} \cos(\omega t - \pi/6)$

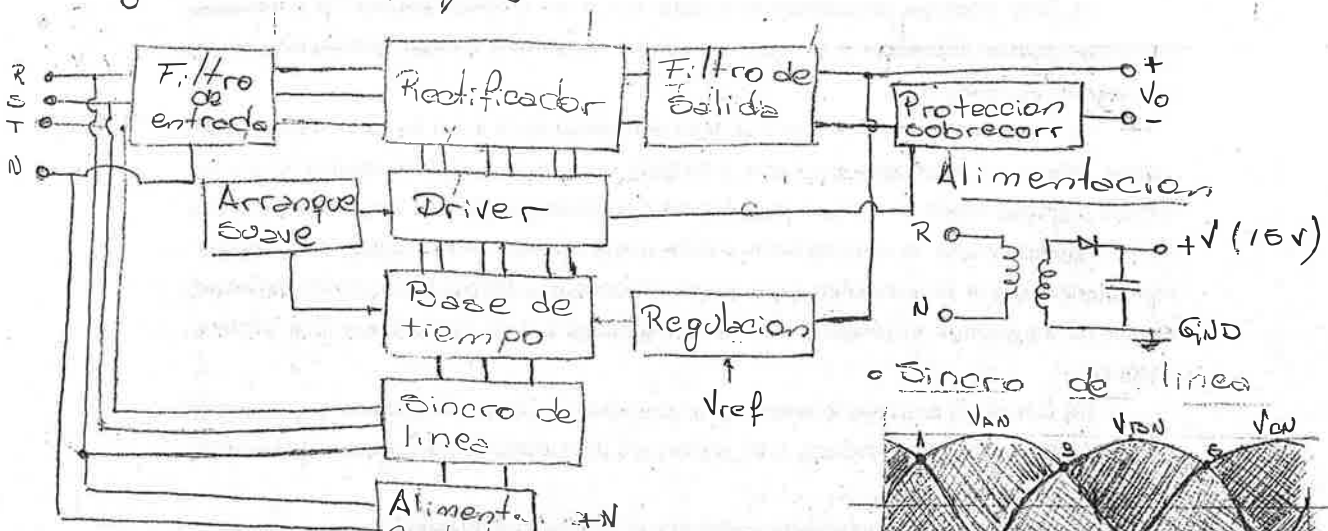
Practico:

Diseño de un rect tot control para ser aplicado en etapa de potencia.

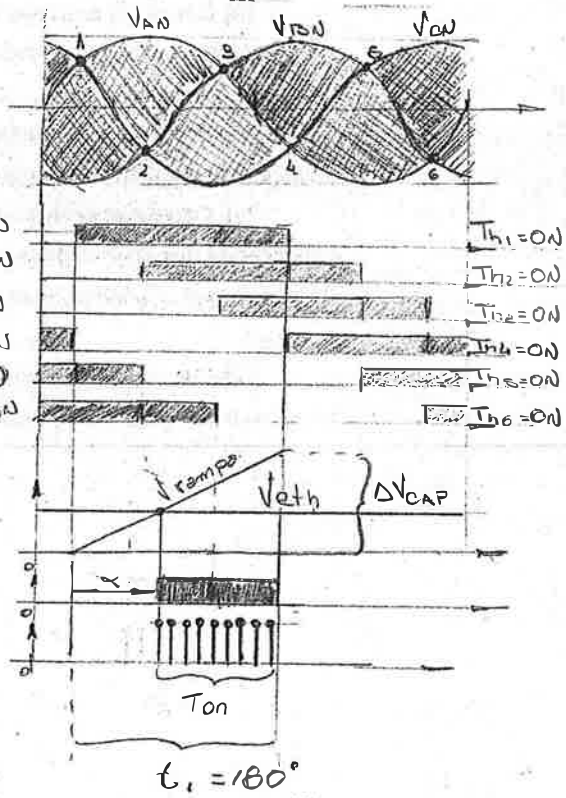
$V_{in} = 380\ V_{rms}$ – 3 Fase con neutro

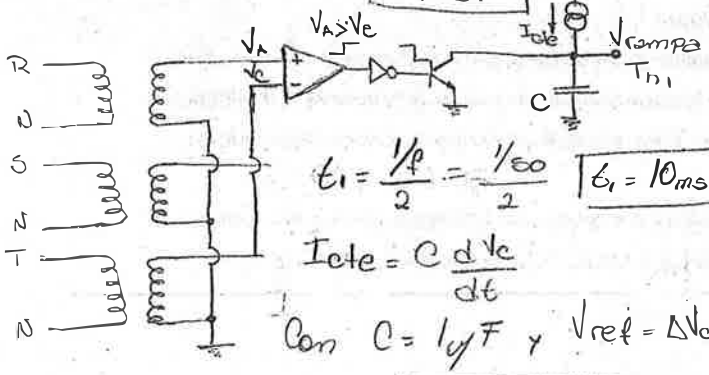
$V_{out} = 311\ V$ o $-311\ V$

- Diagrama en bloques



- Sincro de linea





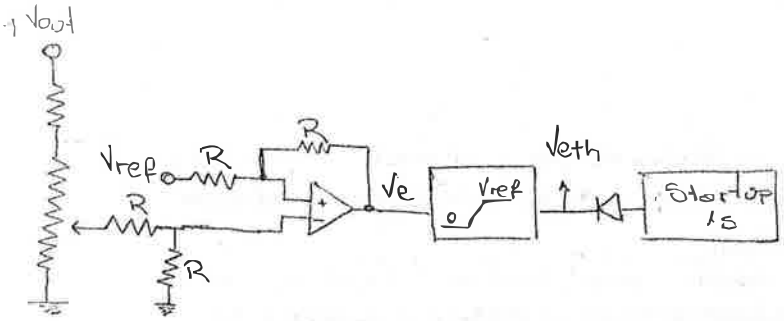
$t_1 = \frac{1/f}{2} = \frac{1/60}{2}$ $\boxed{t_1 = 10ms}$

$I_{cte} = C \frac{dV_c}{dt}$

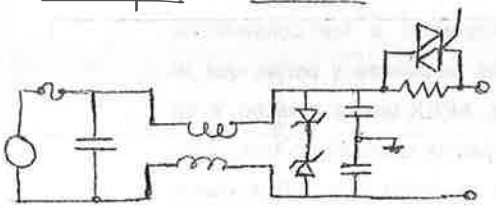
Con $C = 1\mu F$ y $V_{ref} = \Delta V_{CAP} = 15V$

$I_{cte} = 1\mu F \cdot \frac{15\ V}{10\ ms} \Rightarrow \boxed{I_{cte} = 1,5\ mA}$

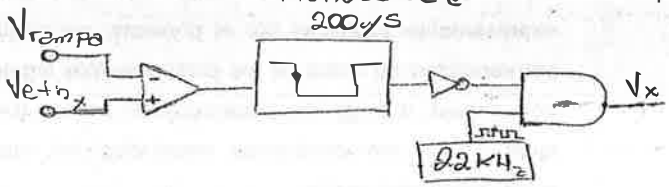
Regulación:



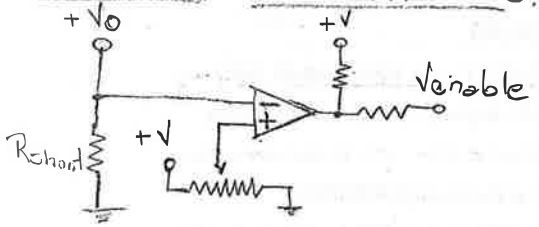
Arranque suave:



Base de tiempo:



Protección sobrecorriente:



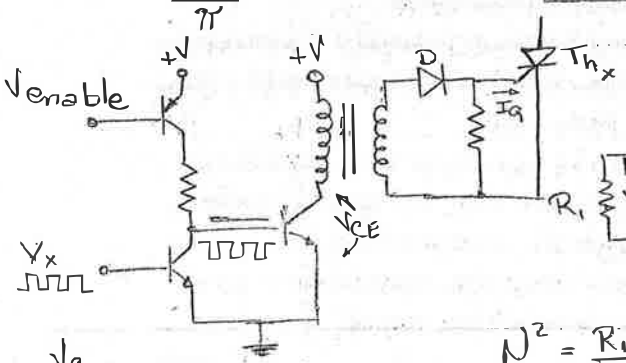
Driver

$V_{LN} = 380\ V_{RMS}$ $\quad V_{LN} = 220\ V_{RMS}$ $\quad V_{LL_{MAX}} = 311$

$$V_{AV_0} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{LL_{MAX}} \cos\alpha$$

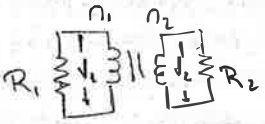
$$311 = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} 311 \cos\alpha_1 \Rightarrow \boxed{\alpha_1 = 86{,}32°}$$

$$-311 = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} 311 \cos\alpha_2 \Rightarrow \boxed{\alpha_2 = 93{,}67°}$$



$I_G = 3 \text{ a } 5 \times I_{GT}$ $\quad$ Con $I_{GT} = 150\,mA$

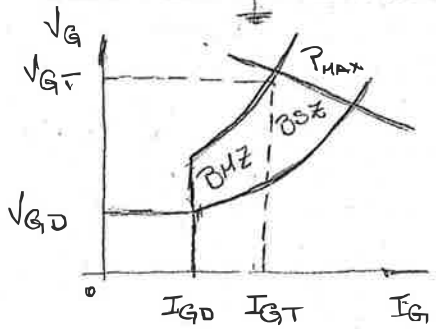
$\Rightarrow I_G = 600\,mA \Rightarrow V_G \approx 3V$



$$R_2 = \frac{V_D + V_{GT}}{I_G} = \frac{3{,}7}{0{,}6} \Rightarrow R_2 = 6{,}16\,\Omega$$

$$N = \frac{V_1}{V_2} = \frac{+V - V_{CE}}{V_D + V_{GT}} = \frac{14{,}8}{3{,}7} \qquad N = 4$$

$$N^2 = \frac{R_1}{R_2} \Rightarrow R_1 = N^2 \cdot R_2 = 4^2 \cdot 6{,}16 \Rightarrow \boxed{R_1 = 98{,}6\,\Omega}$$



ELECTRONICA DE POTENCIA. Práctico

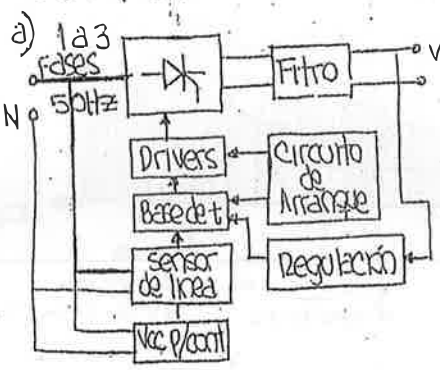
(1)

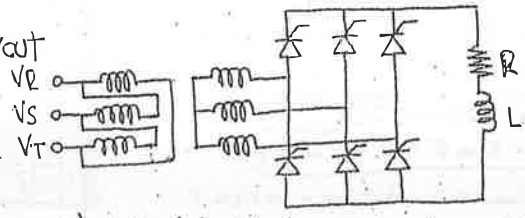
TP2: Diseño completo de un rectificador totalmente controlado p/ser aplicado en una etapa de poten

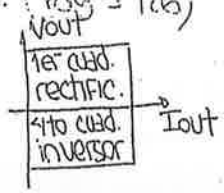
Vin: 380 Vrms 3 fases con neutro – Vout: +311V a –311V

a) Diagrama en bloques gral b) selección de los angulos de retraso p/carga regenerativa y rangos de tens max requeridos c) selección, análisis y cálculo de los dispositivos de potencia. Justificar d) Diseñar el filtro de entrada de línea p/eliminar los armónicos generados a la red por el rectific e) selección del tiristor. Cálculo de corriente y tensión max f) Red de ayuda (snubber) g) Driver de compuerta del tiristor. h) Arranque suave, protección de sobre corriente. (Pág. 5 126)

a)







b) Selección del angulo de retraso p/carga regenerativa y rangos de tensión próximos requeridos. $90° < \alpha < 180°$ → teórico

α_{max} en la práctica $\alpha_{max} = 180° - \mu - tq \frac{360°}{0{,}02} \simeq 150°$ | tq: t dinámi de bloqueo

tiempos de conmutac

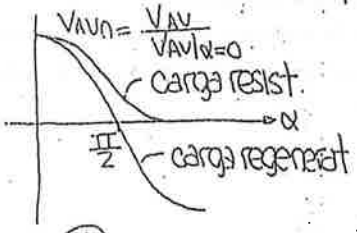
c) $V_{max\,LL} = 380V \cdot \sqrt{2} = 537V$

de acá sacamos la variac de α

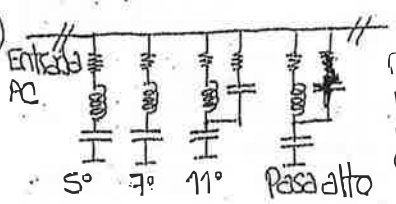
$$V_{AV_{sal}} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{max} \cos\alpha = 311 \text{ y } -311V$$

$$V_{rms_{sal}} = \sqrt{3}\, V_{max} \left(\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi}\cos 2\alpha\right)^{1/2}$$

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{2}{3}}\, I_{AV}$$



d)



Rectif

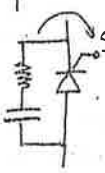
$n = KpI1$

$K = 1, 2, 3$

$p = 6$

$n = 5, 7, 11, 13$

f)

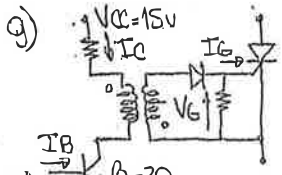


se calcula experimentalmente

R alta C pequeño

Controla $\frac{dv}{dt}$ → R = 470Ω C = 0,01 μF

g)

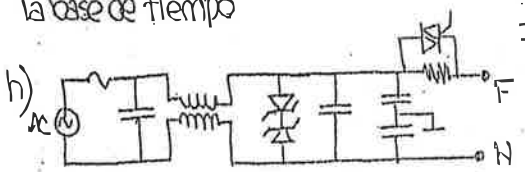


VM de la base de tiempo

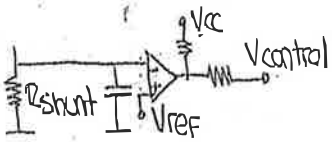
se usa esta

$I_g = 5$ a 6 veces I_{gt}

h)



Sobrecorriente



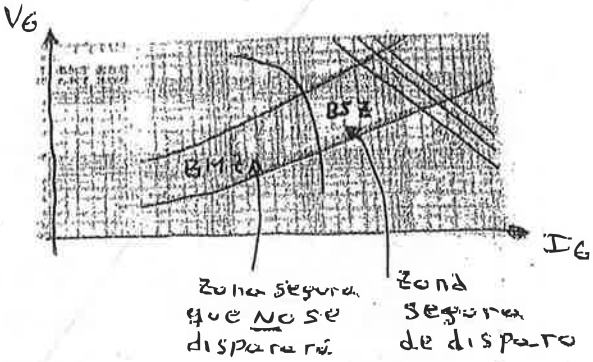
$\frac{1}{2}(1+\cos 2\alpha)$

Multiple choice (puede ser mas de una respuesta)

1) Explique qué es la dv/dt en un tiristor

Es la velocidad de subida de tension, critica en estado de OFF
Si la $\frac{dv}{dt}$ critica se exede, el tiristor puede Autodispararse.

2) Explique la siguiente curva del tiristor

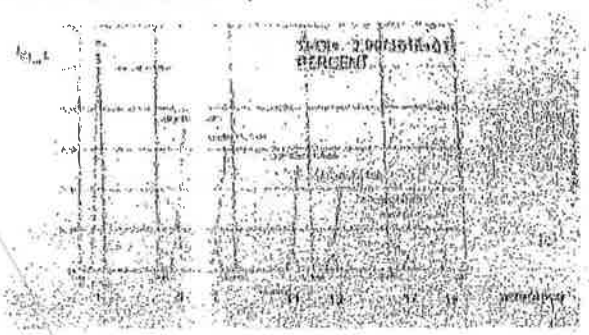


Es la curva de compuerta del SCR, sirve para calcular el Drive de compuerta.
Los valores son $V_{GS} = V_{GT}$ En BSZ
$I_G = 3$ a 5 veces I_{GT}

Los impulsos no deseados deben estar en BMZ.

3) El SOA del transistor IGBT tiene los siguientes límites
   a) Tres, más un límite adicional debido al Rds(on)
   b) FBSOA con cuatro límites y RBSOA con tres límites
   c) FBSOA y RBSOA idénticos
   d) SOA con tres límites más uno debido a la resistencia de saturación

4) La siguiente figura corresponde a la corriente de entrada de un rectificador:
   a) De 12 pulsos
   b) Monofásico
   c) Trifásico



Monofasico → Todos los Armónicos impares.

Trifásico → Todos los Armónicos impares, salvo los múltiplos de 3.

5) El t_{rr} de un diodo ultrarrápido está en los valores del orden del
   a) us
   b) Décadas o centenas de ns
   c) Décadas de us

Diodos
- Uso General (10 a 25 μs)
- Recuperación Rápida (1 a 5 μs)
- Recuperación ultra Rápida (30 a 800 ns)
- Schottky (1 ns) → No soportan más de 100 a 200 V.

Rectificación potencia - Teorico

Teorico.

HOJA N° 4

FECHA

Rectificación de potencia

1- Parametros de rendimiento.
2- Factor de potencia para tensión de entrada senoidal y no senoidal con carga resistiva y no resistiva.
3- Clasificación de los rectificadores controlados con distintas cargas.
4- Analisis detallado del rectificador trifasico totalmente controlado con carga resistiva pura y regenerativa.
5- Analisis (síntesis) del rectificador trifasico y dual con distintas cargas.
6- Analisis del contenido armonico que ponen los rectificadores en la red. Comparación.

1- Parametros de rendimiento.

- Tension promedio de salida $V_{AV} = \frac{1}{T}\int_0^T v(t)\,dt$
- corriente promedio de salida. $I_{AV} = \frac{1}{T}\int_0^T i(t)\,dt$

$P_{AV} = I_{AV} \cdot V_{AV}$

- Tension RMS: $V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T v^2(t)\,dt}$
- corriente RMS $I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i^2(t)\,dt}$

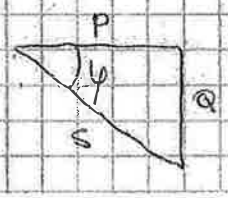
$P_L = I_{rms} \cdot V_{rms}$

- Factor de forma $FF = \frac{V_{RMS}}{V_{AV}}$
- Rendimiento: $\eta = \frac{P_{AV}}{P_L}$
- Factor de rizado: $RF = \frac{V_{AC}}{V_{AV}} = \sqrt{\frac{V_{rms}^2 - V_{AV}^2}{V_{AV}^2}} = \sqrt{FF^2 - 1}$
- THD: $\sqrt{\frac{I_{rms}^2 - I_{1RMS}^2}{I_{1RMS}}}$
- De tensión $THD_V = \sqrt{\frac{V_{RMS}^2 - V_{1RMS}^2}{V_{1RMS}}}$
- Factor de utilización del transformador: $TUF = \frac{P_{AV}}{V_{RMS_S} \cdot I_{RMS_S}}$
- Factor de potencia. $PF = DF \cdot DPF$ → $\cos\varphi$ $\quad PF = \frac{P_{AV}}{V_{rms} \cdot I_{rms}}$

2- Factor de potencia.

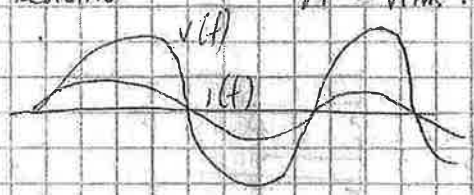
entrada sen

Z fe



Resistiva

$PF = V_{rms} \cdot I_{rms}$

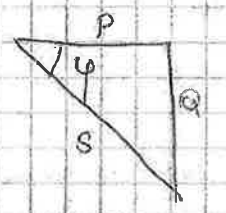


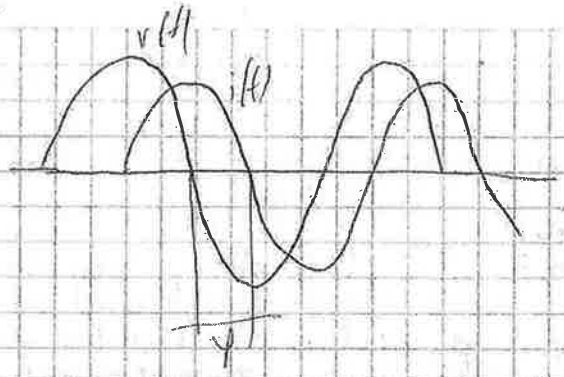
$\cos\varphi = 1$

en fase V e I

NOTA

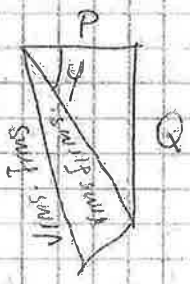
No resistiva



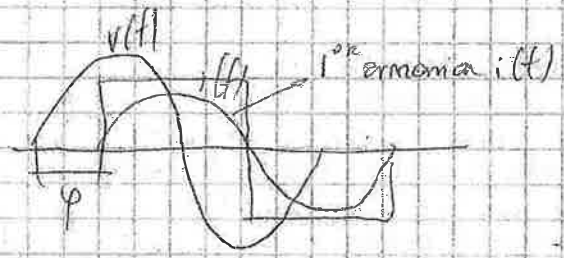


$PF = V_{rms} \cdot I_{rms} \cos\varphi$

Entrada no senoidal



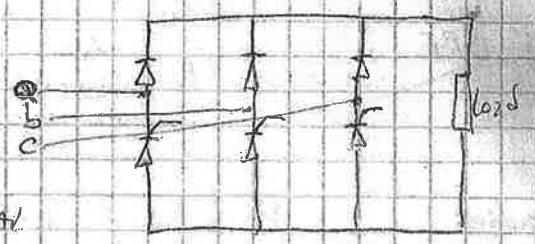
$PF = DF \cdot DPF$ $\rightarrow \varphi$ $= \frac{\cos\varphi}{\sqrt{THD^2_{i1}}}$



3- Rectificadores totalmente controlados

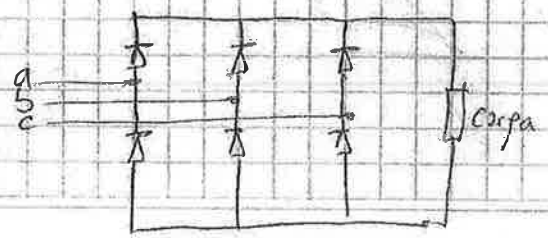
- Dual
- Monofasicos
  - Semi controlado
  - tot. control.
    - Media onda
    - Onda completa
      - Puente
      - pto medio
- Trifasicos
  - Semi controlado
  - tot. controlado.
    - media onda
    - onda completa
      - Pte puente
      - Pte puente de 12 pulsos
        - Serie
        - Paralelo
- Q-fasicos
  - Dual

Semi controlados



VAV e IAV positivos para toda carga

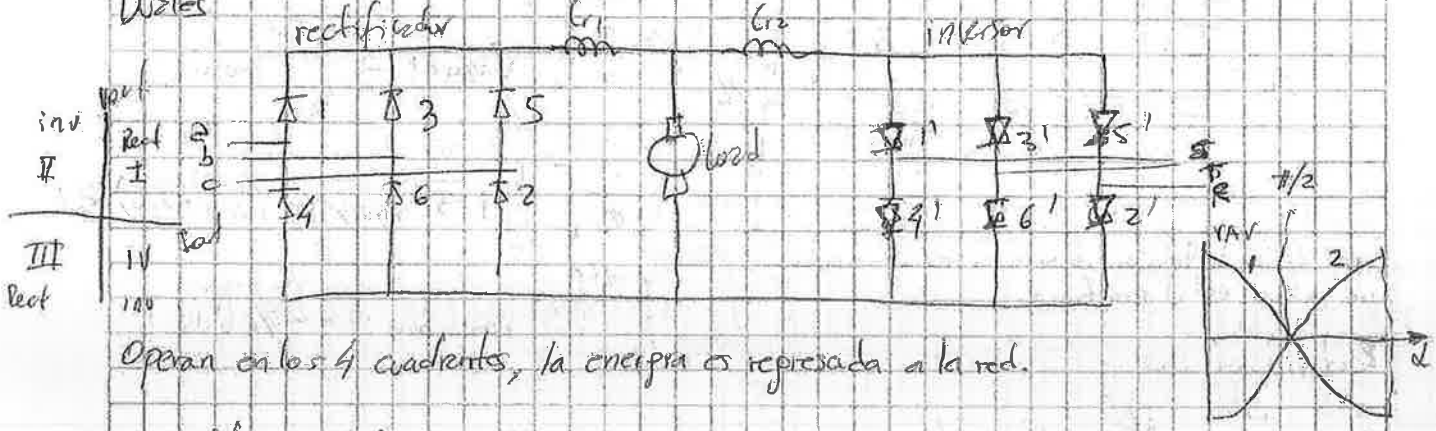
totalmente controlados



VAV puede adoptar valores neg. en cargas regenerativas.

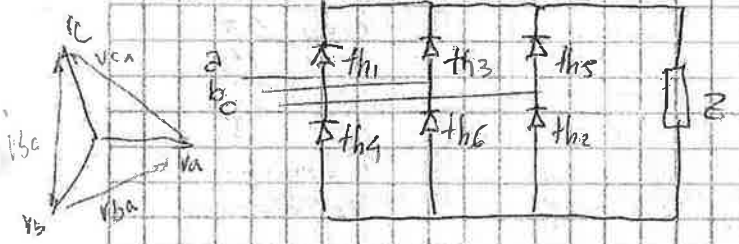
NOTA

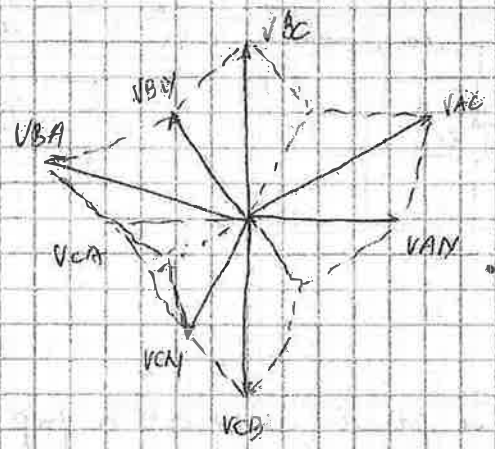
Duales



Operan en los 4 cuadrantes, la energía es represada a la red.

4) Rectificador trifasico. (totalmente controlado)





$V_{AN} = V_{max} \operatorname{sen} \omega t$

$V_{BN} = V_{max} \operatorname{sen}(\omega t - 120°)$

$V_{CN} = V_{max} \operatorname{sen}(\omega t - 240°)$

} tensiones de fase

$V_{AB} = \sqrt{3}\, V_{max} \operatorname{sen}(\omega t + \pi/6)$

$V_{BC} = \sqrt{3}\, V_{max} \operatorname{sen}(\omega t - \pi/2)$

$V_{CA} = \sqrt{3}\, V_{max} \operatorname{sen}(\omega t + \frac{5}{6}\pi)$

} tensiones de linea.

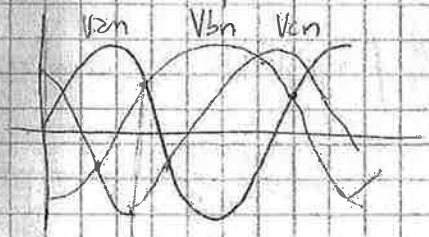
hasta pot. ≤ 220 kW

energía → carga

I	rect
IV	inv.

energía → fuente

El grafico corresponde para un $\alpha/0$



Se obtiene del grafico VAN y VBN en la carga.

$$V_{AV} = \frac{3}{\pi}\int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2+\alpha} V_{AN}\, dt = \frac{3}{\pi}\int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2+\alpha} \sqrt{3}\, V_{max} \operatorname{sen}(\omega t + \pi/6)\, dt = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{max} \cos\alpha$$

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{3}{\pi}\int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2+\alpha} 3 V_{max}^2 \operatorname{sen}^2(\omega t + \pi/6)\, dt}$$

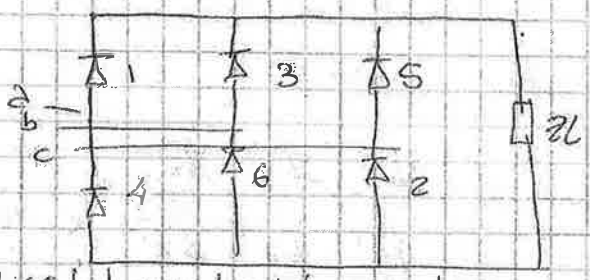
El α puede variar entre 0° y 90° para trabajar en este modo

Para α entre 90 y 180 (carga repen.)

Fig 3

El funcionamiento con carga reperativa permite entregar la de la carga a la fuente. Para ello es necesario que la tension a la salida del puente sea negativa. La corriente seguira siendo positiva debido a la caracteristica unidireccional del convertidor.

5) Rectificador Semicontrolado



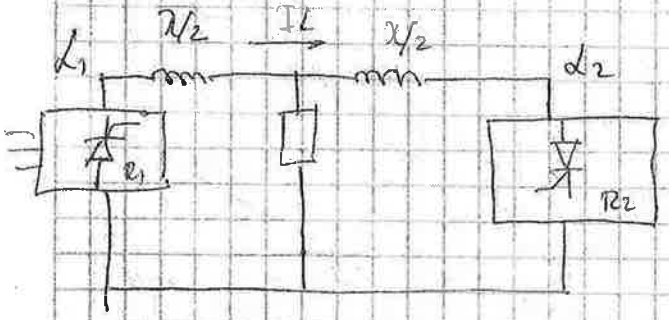
Vout

$$V_{AV} = \frac{3}{2\pi}\int_{\alpha}^{\alpha+\frac{\pi}{2}} V_{AB}\,dt + \frac{3}{2\pi}\int_{\alpha+\frac{\pi}{2}}^{5/6\pi} V_{AC}\,dt$$

$$= \frac{3}{2\pi}\left[\int_{\alpha}^{\alpha+\pi/2} \sqrt{3}\, V_{max}\, \text{Sen}(\omega t+\pi/6)\,dt + \int_{\alpha+\frac{\pi}{2}}^{5/6\pi} \sqrt{3}\, V_{max}\, \text{Sen}(\omega t-\pi/6)\,dt\right]$$

Para $\alpha<60°$ la tensión de salida es continua.
Para $\alpha>60°$ es discontinua.

Rectificador dual.



R_1 = rect.
R_2 = inv.

R_1 = rect.
R_2 = inv.

$0<\alpha_1<\frac{\pi}{2}$

R_1 = inversor
R_2 = rectif.

R_1 = inversor
R_2 rectificador

6) Se producen armonicos a freq. $kp \pm 1$

donde p = pulsos = $\frac{\text{freq. rizado de salida}}{\text{freq. de la linea}}$, para trifasico: freq. de salida / freq. de entrada

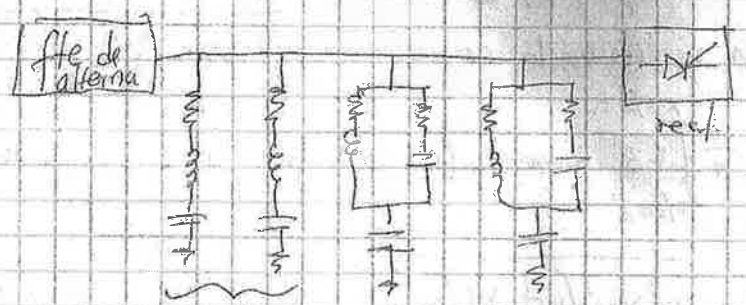
$p=6$

Armonicos van para $n = 5, 7, 11, 13, 17, 19$, etc

Es decir en un rectificador de 12 pulsos los armonicos presentes serán 11, 13, 23, 25 ...

mientras que uno de 6 pulsos serán: 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25 ...

filtro p/ eliminar armonicos



baja freq y alta amplitud.

NOTA

Rectificador - Práctico

JORGE A. QUELAS
Legajo Nº 51335

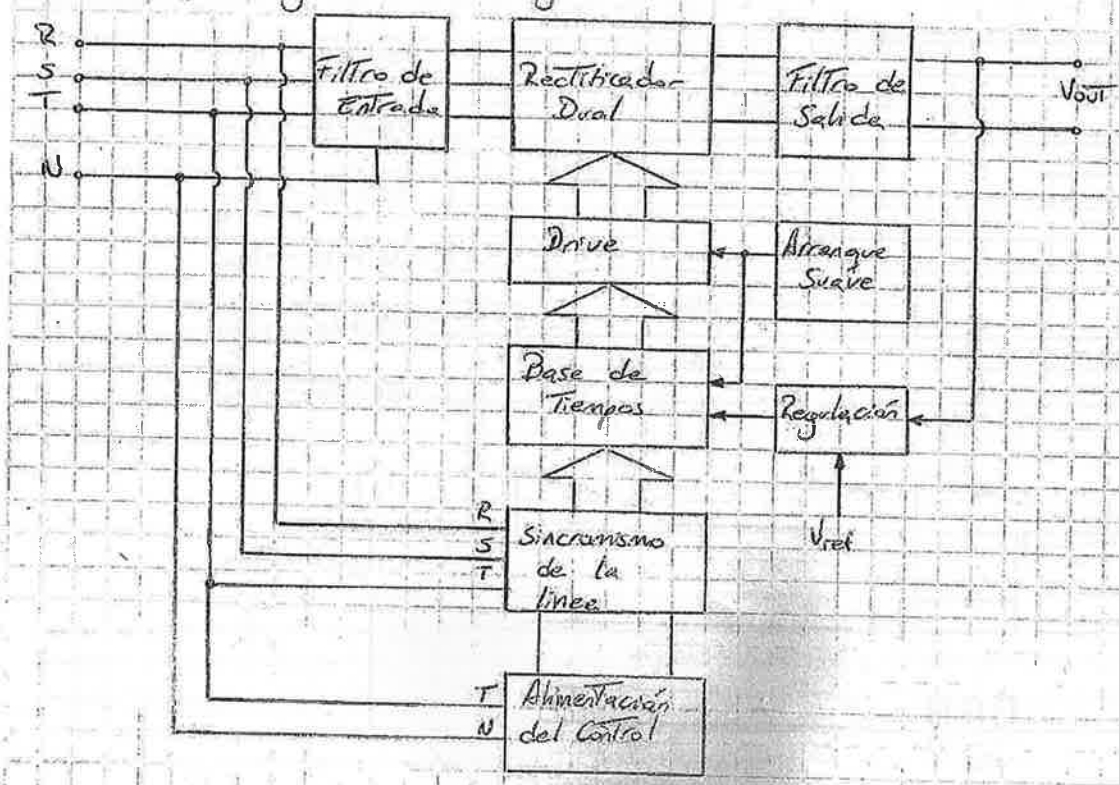
Electrónica de Potencia
Práctico

1) a- Diseño completo de un rectificador dual, aplicado a un motor de C.C. con control en los 4 cuadrantes:
- $V_{in} = 380 V_{rms}$
- Tres fases con neutro con corriente circulante
- $V_{ref} = 0 \sim 15V$

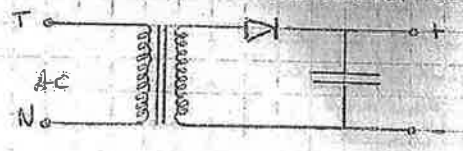
b- Selección y cálculo de los dispositivos de potencia
c- Diseñar filtro de entrada de línea para eliminar armónicos generados por el rectificador
d- Red de ayuda Snubber
e- Drive de compuerta del Tiristor, arranque suave y protección de sobrecorriente.

Resolución

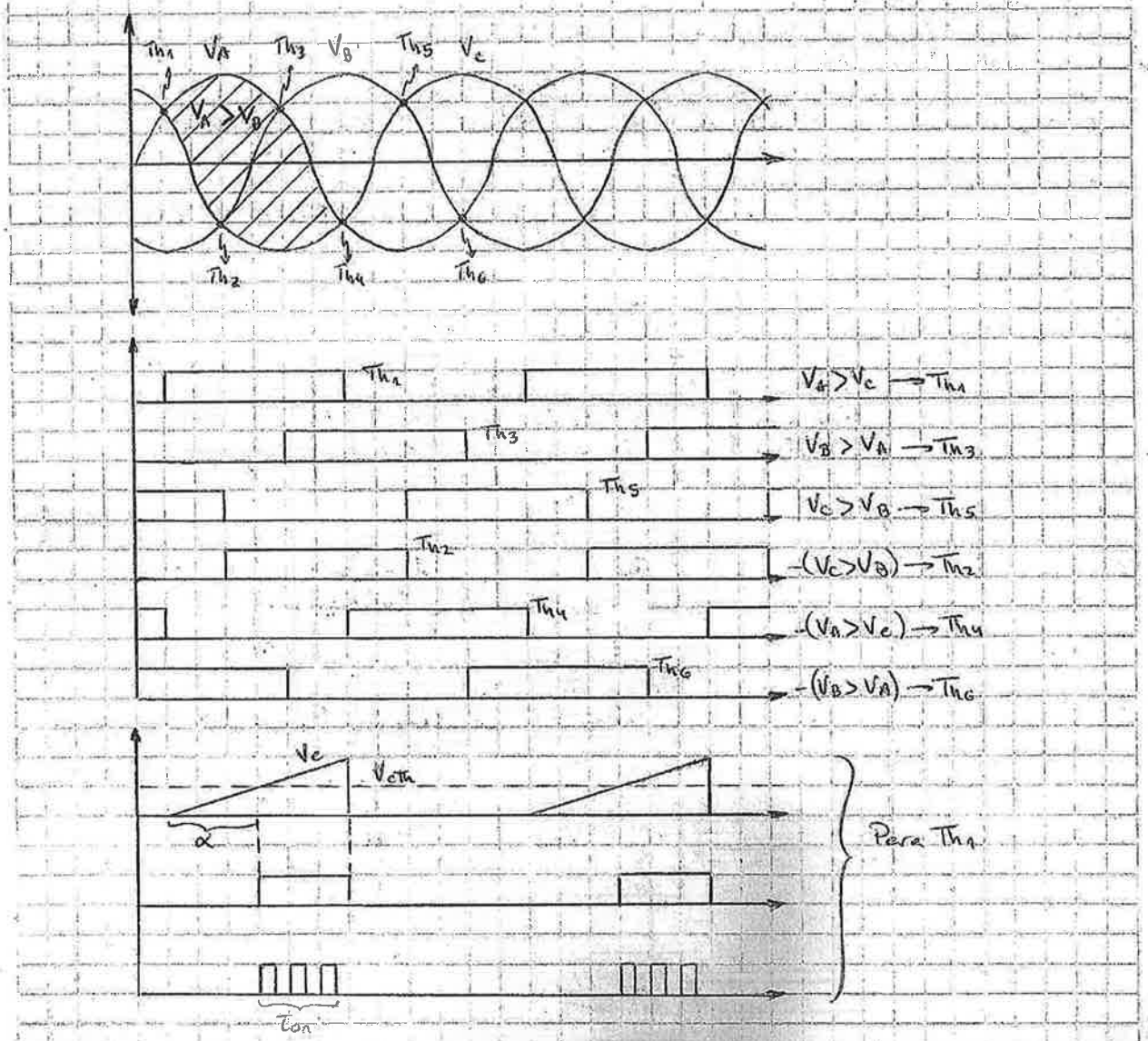
a- El esquema general será el siguiente:



Ahora bien, la alimentación del circuito de control será la siguiente:



Las señales de control para el drive del rectificador serán las siguientes:

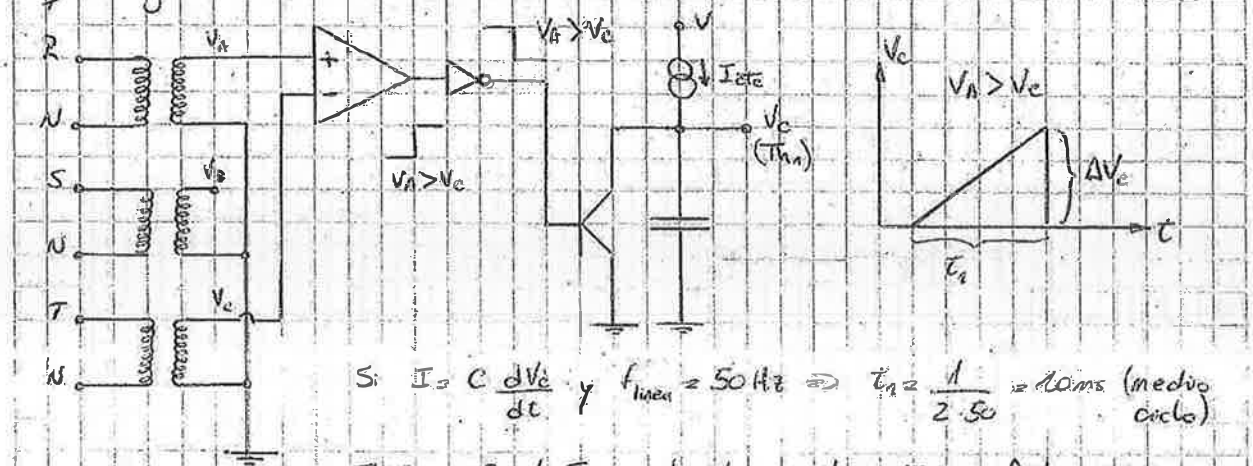


En el último gráfico se pueden ver 3 señales distintas: la primera es la Tensión rampa del capacitor comparada con la Tensión de control del Th que depende de la Tensión de referencia Vref. La segunda señal es el resultado de dicha comparación que es utilizada para generar la tercer señal, la cual será la aplicada a la compuerta del Th1, reducida en un ancho Ton constante y convertida en un Tren de pulsos.

Los pulsos de compuerta para los demás Tiristores tienen un análisis similar.

JORGE A. QUELAS
Legajo Nº 51335

Para generar estas señales de control se utilizan los bloques ya mostrados en el esquema general. Uno de ellos es el Sensor de línea o Sincronismo de la línea:

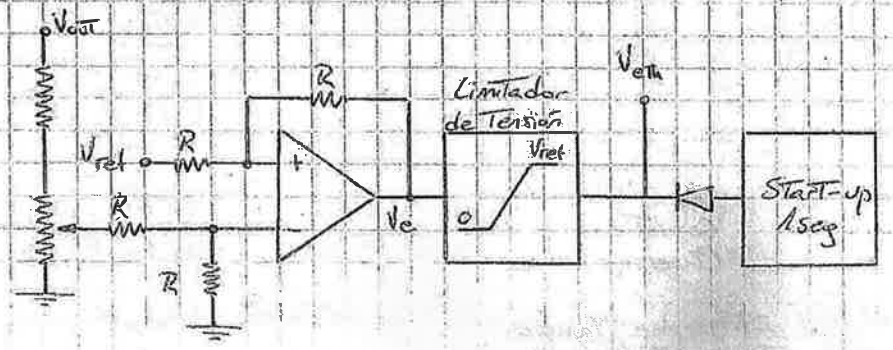


Si $I = C\dfrac{dV_C}{dt}$ y $f_{línea} = 50\,Hz \Rightarrow t_1 = \dfrac{1}{2 \cdot 50} = 10\,ms$ (medio ciclo)

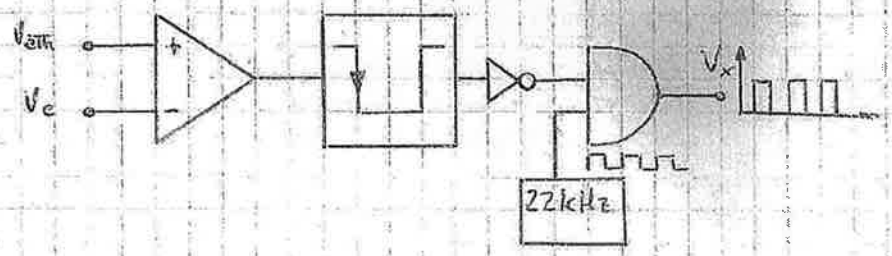
Elegimos $C = 1\,\mu F$ y sabiendo que $V_{ref} = 15V \Rightarrow \Delta V_C = 15V$

Por lo tanto: $I = C\dfrac{dV_C}{dt} = 1\,\mu F\,\dfrac{15V}{10\,ms} = 1{,}5\,mA$] → Este es el valor de corriente para la fuente de corriente.

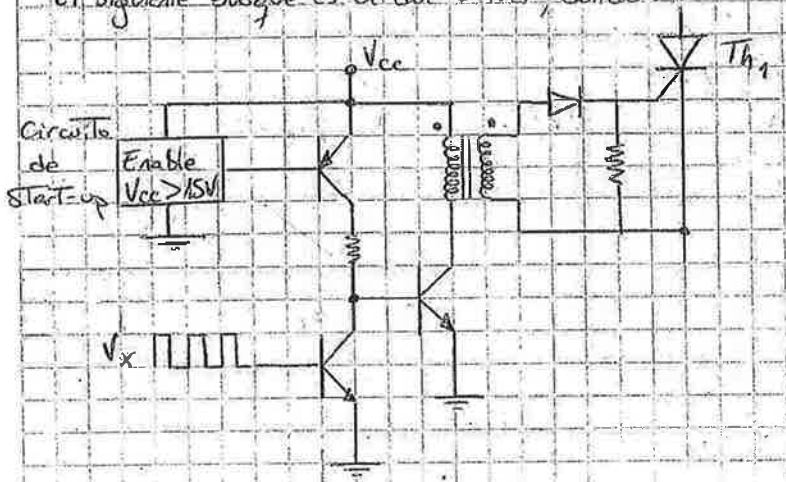
El próximo bloque a analizar es el de Regulación, el cual está conformado de la siguiente manera:



Con estos dos bloques diseñados, procedemos al diseño de la Base de Tiempos:

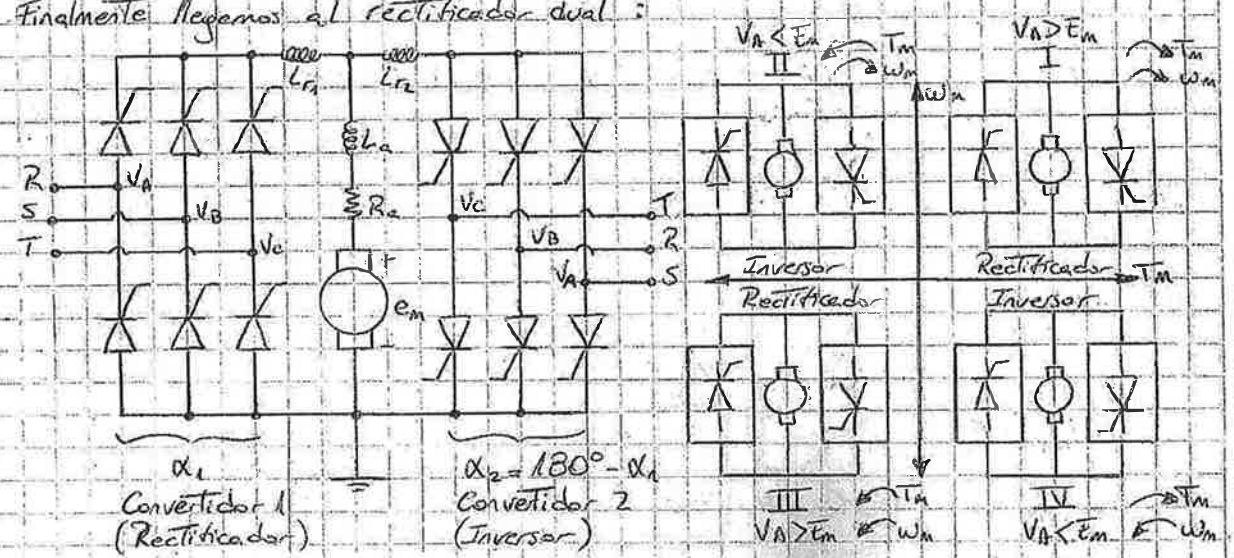


El siguiente bloque es el del Driver, donde:



El cálculo del Drive se hará en el punto e.

Finalmente llegamos al rectificador dual:



Pero entre el motor y el rectificador también se colocó un filtro de salida, el cual puede tener la siguiente configuración:

Este tipo de filtro se utiliza para alta potencia y mejora el factor de forma.

Mientras que este otro tipo se utiliza para baja potencia y mejora el ripple de salida.

JORGE A. QUELAS
Legajo Nº 51335

b. Para la selección de los dispositivos de potencia (Tiristores), debemos tener en cuenta los siguientes datos:

$$V_{L\,rms} = 380V \quad V_{f\,rms} = 220V \Rightarrow V_{f\,máx} = \sqrt{2}\cdot V_{f\,rms} = 311V$$

Si $V_{f\,máx} = 311V$ y $q = 3$, la tensión inversa en los tiristores será:

$$V_{R\,máx} = 2\,V_{máx}\cos\frac{\pi}{2q} = 2\cdot 311V\cdot\cos\frac{\pi}{6} = 539V$$

Si por ejemplo suponemos una tensión promedio $V_{AV} = 100V$, tendremos que:

$$V_{AV} = \frac{3\cdot\sqrt{3}\,V_{máx}}{2\pi}(1+\cos\alpha) \Rightarrow \alpha = \arccos\left(\frac{100}{\frac{3\cdot\sqrt{3}\cdot 311}{2\pi}} - 1\right) = 127{,}67°$$

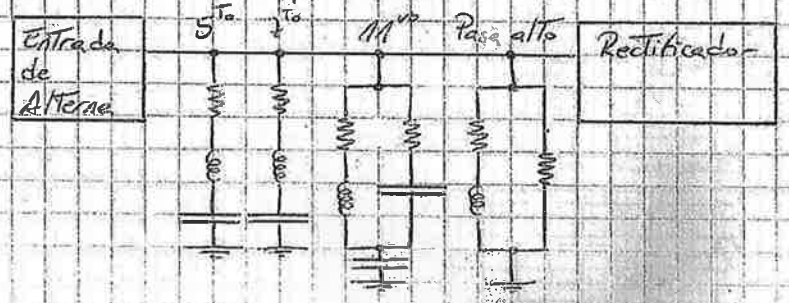
La corriente media y eficaz en los tiristores será:

$$I_{Th\,AV} = \frac{I_{o\,máx}}{3} \Rightarrow I_{Th\,rms} = \frac{I_{o\,máx}}{\sqrt{3}}$$

La corriente inversa será:

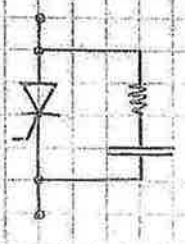
$$I_R = 10\%\,I_A = 10\%\,I_{o\,máx}$$

c. El filtro de entrada para eliminar armónicos será:



Debe haber un filtro por fase

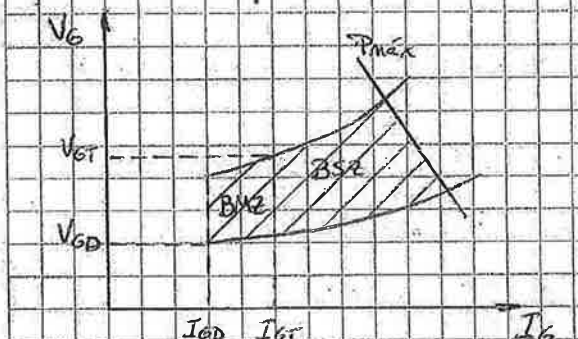
d. La red snubber de ayuda a la conmutación será de la siguiente manera:



La red snubber controlará la dV/dt. Los valores típicos son:

$$R = 470\Omega \text{ y } C = 0{,}1\mu F$$

e. Comencemos diseñando el drive de un Tiristor:

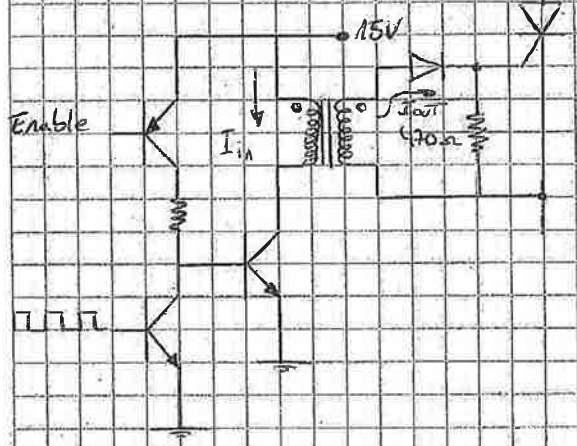


Teniendo en cuenta la práctica, el correcto disparo del Tiristor ocurrirá si:

I_G es de 3 a 5 veces I_{GT}

Si $I_{GT} \approx 150\,mA \Rightarrow I_G = 600\,mA$

$V_{GT} \approx 3V$



$$r_{out} = \frac{V_D + V_{GT}}{I_G} = \frac{0,7+3}{600m} = 6,16\,\Omega$$

$$P_{out} = (V_D + V_{GT}) \cdot I_G = 2,22\,W$$

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta} = 2,775\,W \text{ donde } \eta = 0,8$$

dato

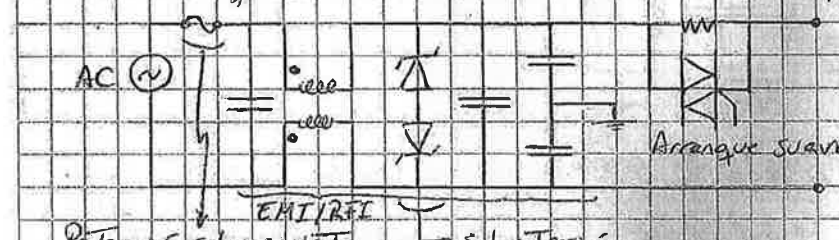
eficiencia del Trafo

$$I_{in} = \frac{2,775}{15 - \underbrace{0,2}_{V_{CESAT}}} = 0,187\,A$$

$$r_{in} = \left(\frac{n_p}{n_s}\right)^2 r_{out}$$

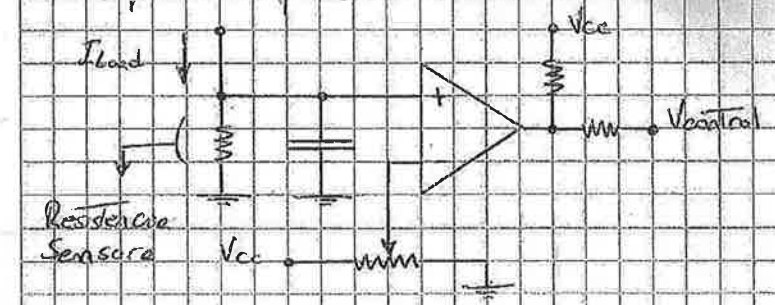
$$\frac{V_p}{n_p} = \frac{V_s}{n_s} \Rightarrow N = \frac{n_p}{n_s} = \frac{V_s}{V_p} = \frac{15-0,2}{3,7} = 4 \Rightarrow r_{in} = r_{prim} = 98,72\,\Omega$$

Para el arranque suave sumado a un filtro EMI/RFI, tendremos:



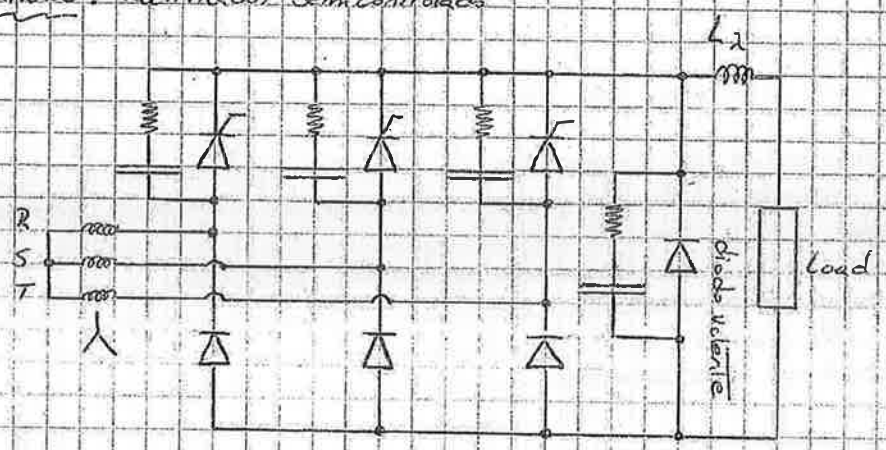
Se debe colocar uno por fase

Para protección por sobre corriente utilizamos:



JORGE A. QUELAS
Legajo Nº 51395

Anexo: Rectificador Semicontrolado



Si la $I_{omáx} = 100A$

$$I_{AV} = \frac{I_{omáx}}{3} = 33{,}33A$$

$$I_{rms} = \frac{I_{omáx}}{\sqrt{3}} = 57{,}73A$$

Estas serán las corriente en directa que deberán tolerar los diodos y los tiristores.

Sabiendo que $V_{Lrms} = 380V$ y $V_{frms} = 220V \Rightarrow V_{fmáx} = 311V$, tendremos que la tensión en inverso que deberán soportar los dispositivos es de:

$$V_{Rmáx} = 2 \cdot V_{fmáx} \cos\frac{\pi}{2q} = 2 \cdot 311V \cos\frac{\pi}{6} = 538{,}66V$$

También debemos calcular el ángulo de retardo a partir del cual tendremos discontinuidad para saber si ponemos o no el diodo volante con la L_λ.

$$\alpha \geq \pi - \frac{2\pi}{q} = 60°$$

Ahora bien:

$$V_{AV} = \frac{2q}{\pi} V_{máx} \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{q}\right)\left(\frac{1+\cos\alpha}{2}\right) = 385{,}79V$$

Como el rango de tensión es de hasta 100V hasta $V_{máx}$, habrá discontinuidad de tensión a partir de los 385,7V. Por se conecta el diodo volante y L_λ.

Para V_{AV} (tensión media en la carga) sea de 100V (según enunciado), el ángulo de retardo α es de:

$$\alpha = \arccos\left(\frac{V_{AV}\,\pi}{q\,V_{máx}\operatorname{sen}\frac{\pi}{q}} - 1\right) = 127{,}62°$$

Por lo tanto, el rango de variación del ángulo de retardo será:

$$0 \leq \alpha \leq 127{,}7°$$

Practico.

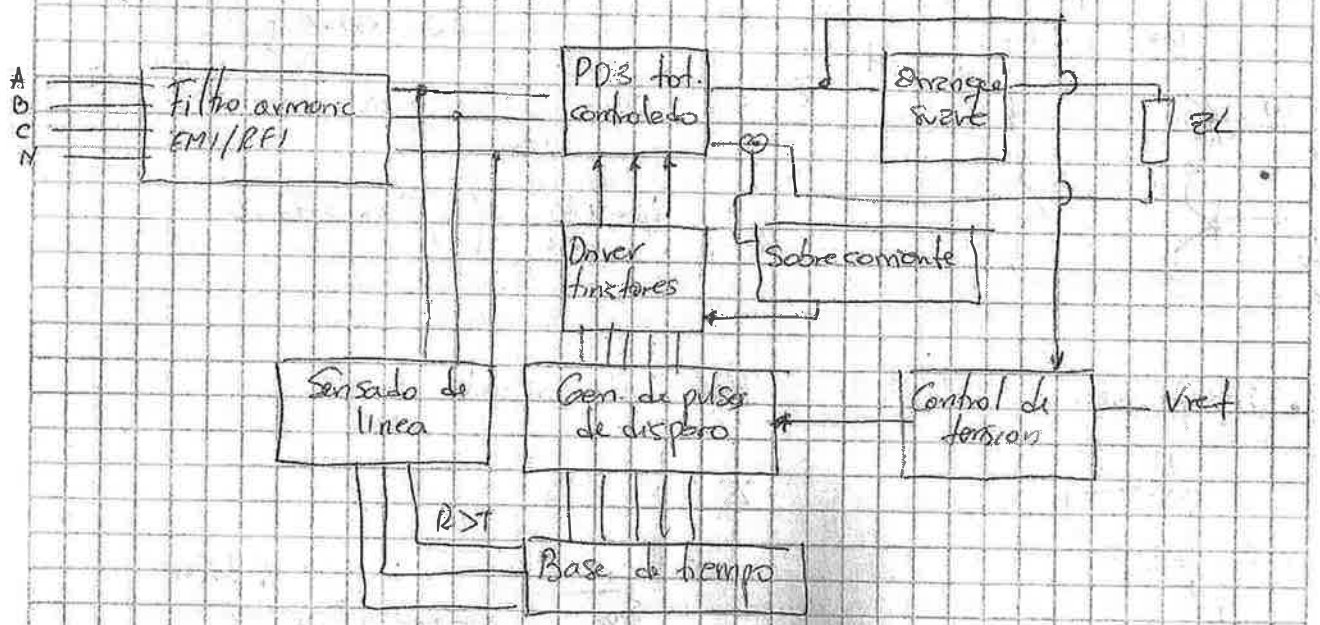
HOJA N° 4

FECHA

Diseño completo de un rectificador totalmente controlado para ser aplicado en una etapa de potencia

$V_{in} = 380 V_{rms}$ 3 fases con neutro, $V_{out} = +311V$ a $-311V$.

- Diagrama en bloques general.
- Selección de los ángulos de retardo para carga regenerativa y rangos de tensión máximos requeridos.
- Selección, análisis y calculo de los dispositivos de potencia. Justificar.
- Diseñar el filtro de entrada (de la línea) para eliminar los armonicos generados a la red por el rectificador
- Selección del tiristor. Cálculo de las corrientes y tensión maximas.
- Red de ayuda a la conmutación snubber
- Driver de compuerta del tiristor
- Arranque suave, protección de sobre corriente.



Selección del angulo α

$$V_{AV} = \frac{2q}{\pi} V_{max} \operatorname{Sen}\frac{\pi}{2q} \cos\alpha$$

$$\alpha = \arccos\frac{V_{AV}}{513,2} = \begin{cases} 52,7^\circ \text{ para } V_{out} = +311 \\ 127,3 \text{ para } V_{out} = -311 \end{cases}$$

Carga regenerativa

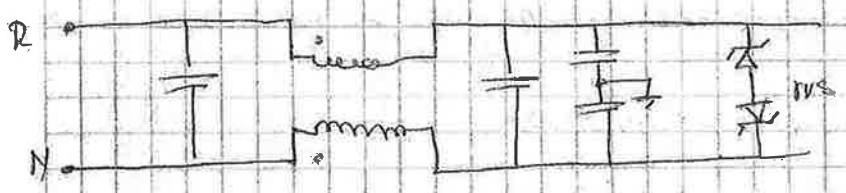
- Selecion de los dispositivos de potencia

$I_{o\,AV\,Th} = \frac{I_o}{q}$ $\quad V_{RRM} = 2V_{in}$

$I_{o\,RMS\,Th} = \frac{I_o}{\sqrt{q}}$ $\quad$ Se usan SCR

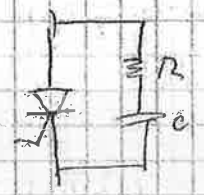
NOTA

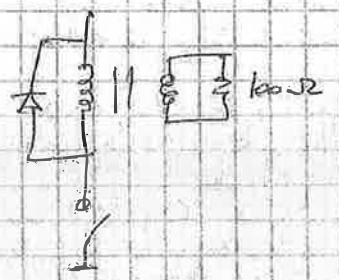
• Filtro de entrada



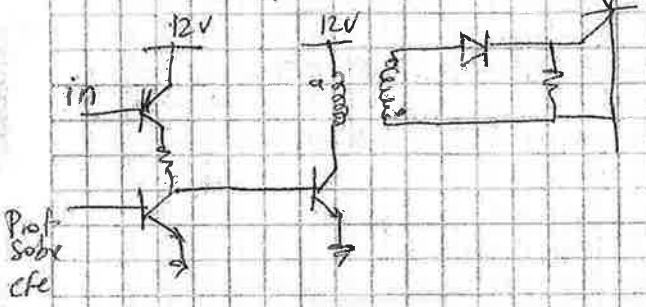
Repetir para c/fase

• Snubber





• Driver de Compuerta



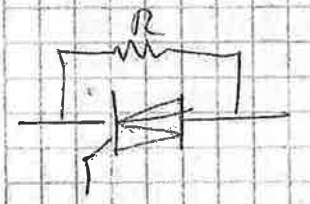
Se elige $V_G = 4V$

$I_G = 0{,}75A$ } B.SE

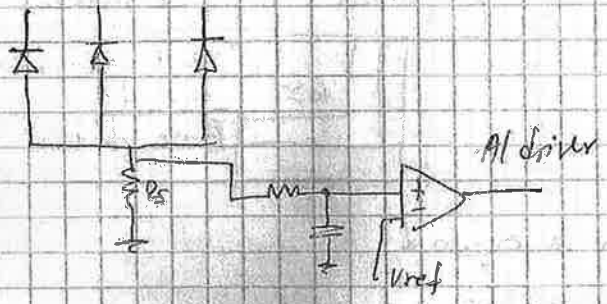
$$R_S = \frac{4}{0{,}75} = 5{,}33\,\Omega$$

$$R_P = \frac{V\,R_S}{n^2} = \left(\frac{12}{4}\right)^2 R_S = 47\,\Omega$$

• Arranque suave



Prot. Sobrecorriente

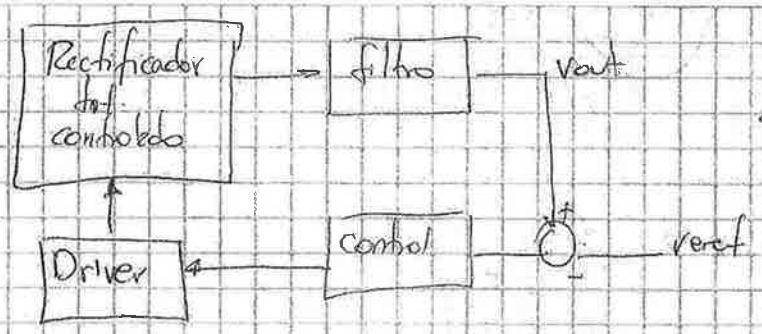


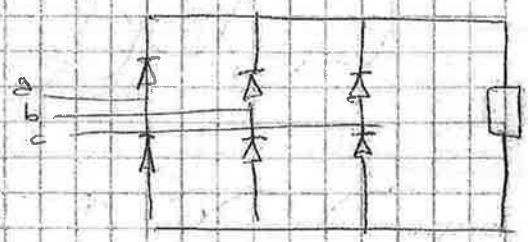
NOTA

Practico

HOJA Nº 4

FECHA





p/ $V_{AV} = -311\,V$ $\quad -311\,V = \frac{3\sqrt{3}\,311}{\pi}\cos\alpha = 514{,}4\,V\cos\alpha$

$$\alpha = \cos^{-1}\frac{-311}{514{,}4} = 122{,}2^\circ$$

p/ $V_{AV} = 311$

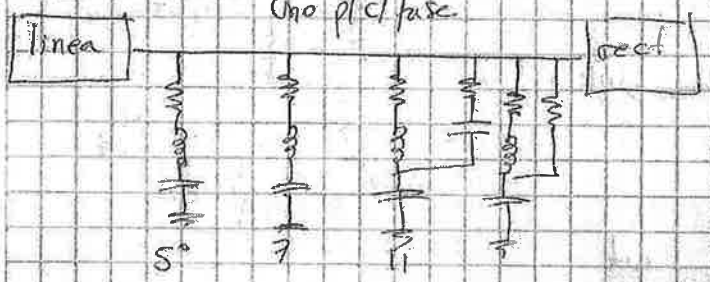
$$311 = \frac{3\sqrt{3}\cdot 311\,V}{\pi}\cdot\cos\alpha \longrightarrow \alpha = \cos^{-1}\left(\frac{311}{514{,}9}\right) = 52{,}8^\circ$$

Selección del tiristor

$V_{RRM} \geq \sqrt{3}\,V_{max} = \sqrt{3}\,311 = 539\,V$

Filtro de entrada

Uno p/c/ fase

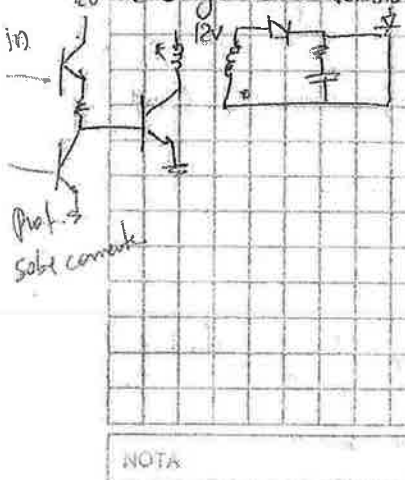


Se usan filtros resonantes (trampas) para las armonicas 5, 7, 11 que son las de menor frec. y mayor amplitud, y un filtro pasa alto para el armonico 13 en adelante.

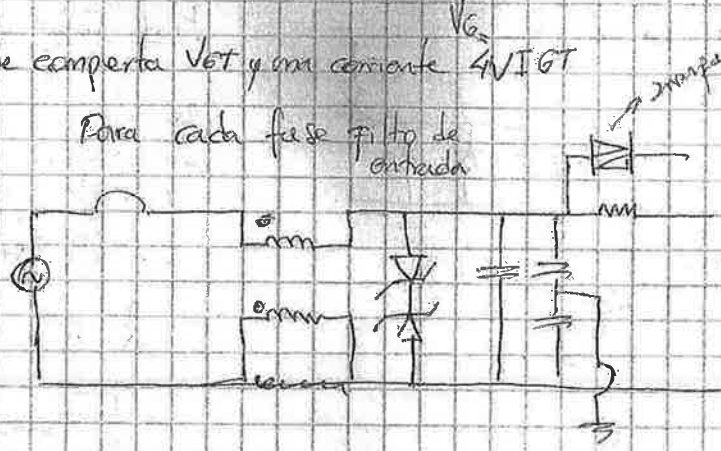
Driver de compuerta

Se elige una tensión de compuerta V_{GT} y una corriente I_{GT}

$V_G = 4V$



Para cada fase filtro de entrada



$I_G = 0{,}75\,A$

$R_S = \frac{4}{0{,}75} = 5{,}33\,\Omega$

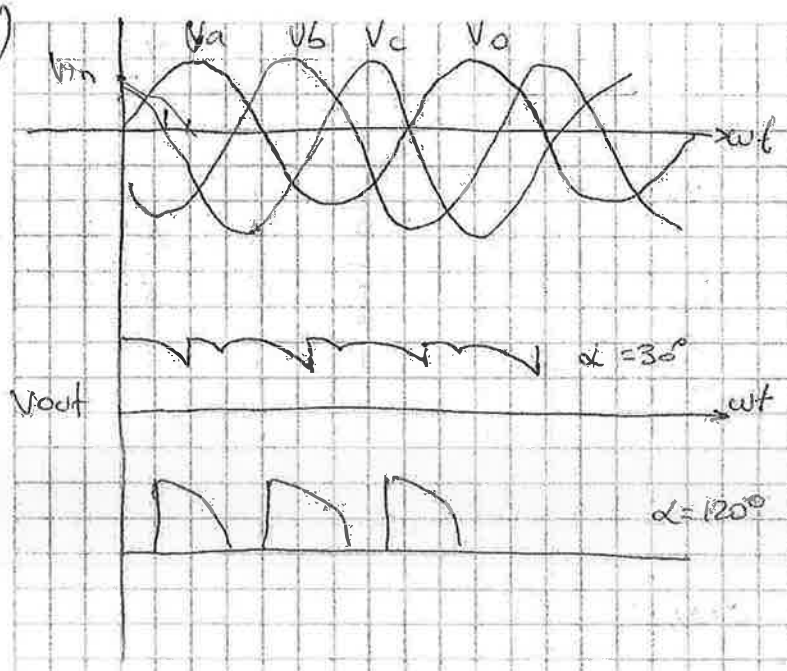
$R_P = \frac{R_S}{n^2}\left(\frac{12}{4}\right)^2 R_S$

$R_P = 47\,\Omega$

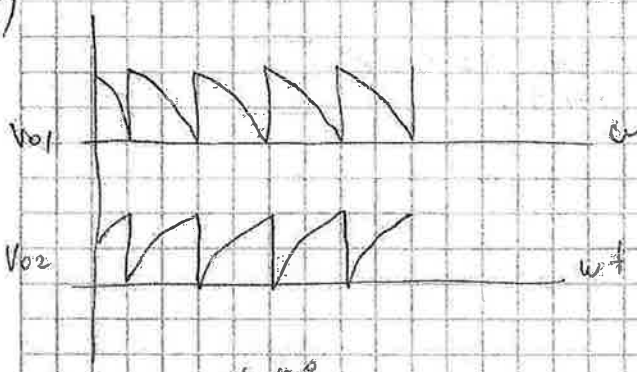
Req. p/ cada fase

NOTA

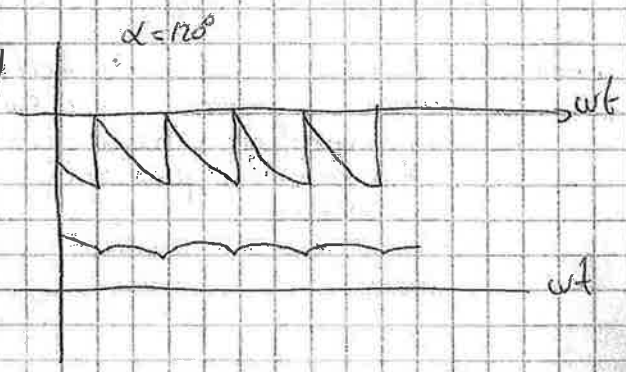
5)



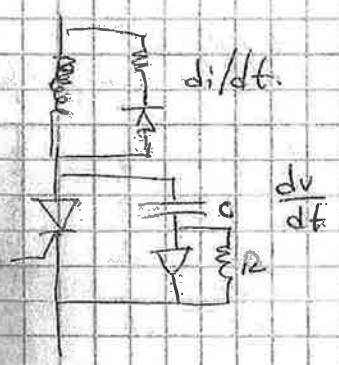
6)



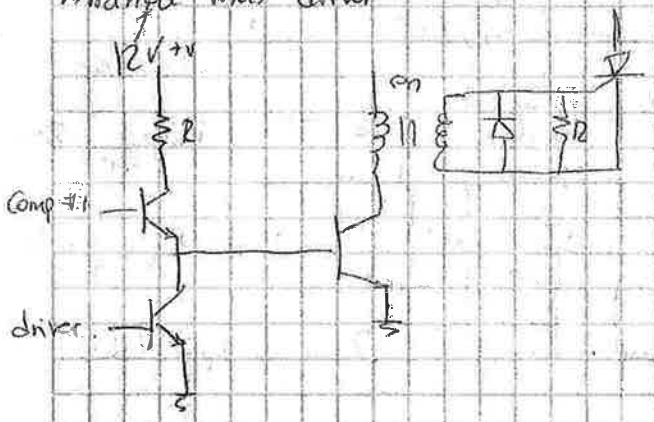
4) 2)



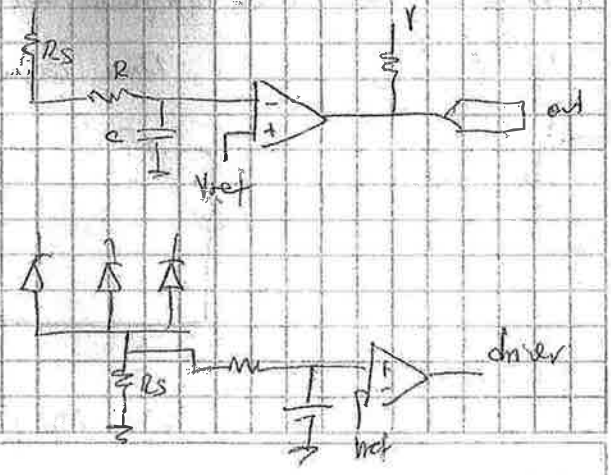
Red Snubber



Arranque mas driver



Prot. Sobrecorriente



NOTA

TEMA 1: TEÓRICO

CONTROL DE MOTOR DE CA.

1. Modelo dinámico equivalente generalizado del motor de CA.
2. Modelo estacionario del motor asíncrono con tensión simétrica y fórmulas principales.
3. Curva par/velocidad. Detalle el funcionamiento en cada cuadrante.
4. Conceptos básicos sobre el control por deslizamiento.
5. Análisis del control por variación de la velocidad síncrona. Distintos métodos.
6. Análisis de un método de control de velocidad escalar.
7. Técnicas de control para el motor síncrono autopiloto de tres fases.

TEMA 2: PRÁCTICO

Diseño de un circuito de potencia para controlar la velocidad de un motor síncrono autopiloteado de tres fases.

- Tensión de entrada: 380 Vef, tres fases con neutro.
- Aplicación de la técnica de control para este tipo de motor.
- Diagrama en bloques de la propuesta y análisis de la etapa de potencia.
- Seleccionar el transistor más adecuado para esta aplicación. Justificar.
- Si es aplicable, red de ayuda a la conmutación (snubber).
- SOA y driver de base para esta aplicación.
- Protección de sobre corriente y de fallas de tensión en la red.

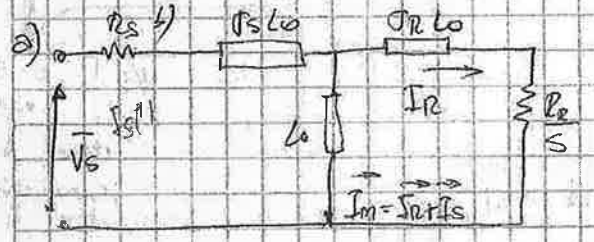
Motor CA - Teorico

Teorico. 1

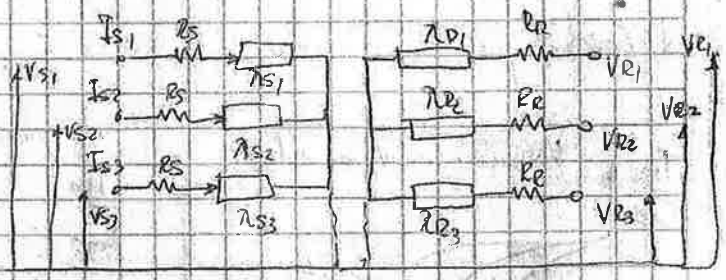
Teorico: Control de motor de CA

- Modelo dinamico equivalente generalizado del motor de CA.
- Modelo estacionario del motor asincrono con tension simetrica y formulas principales.
- Curva par/velocidad. Detalle del funcionamiento en cada cuadrante.
- Conceptos basicos sobre el control por deslizamiento.
- Analisis del control por variación de velocidad sincrona. Distintos metodos.
- Analisis de un metodo de control de velocidad escalar.
- Tecnicas de control para el motor sincrono autopilotado de 3 fases.
- Control de vel. del motor asincrono.

a)



El modelo es dinamico



Ec. fundamentales.

$$\vec{V_s}(t) = R_s \vec{I_s} + L_s \frac{d\vec{I_s}}{dt} + L_o \frac{d}{dt}\left(\vec{I_R} e^{j\varepsilon}\right)$$

$$\vec{V_R}(t) = R_R \vec{I_R} + L_R \frac{d\vec{I_R}}{dt} + L_o \frac{d}{dt}\left(\vec{I_s} e^{-j\varepsilon}\right)$$

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_m(t) - T_L(t) = \frac{2}{3} L_o \, \mathrm{Im}\left[\vec{I_s}(t)\left(\vec{I_R} e^{j\varepsilon}\right)^*\right] - T_L(\varepsilon, \omega_m, t)$$

$$\omega_m = \frac{d\varepsilon}{dt}$$

b) $L_o = M$, $L_s = (1+\sigma_s) L_o$, $L_R = (1+\sigma_R) L_o$

$\omega_1 - \omega_2 = \omega_m = S\omega_1 \Rightarrow S = \frac{\omega_2}{\omega_1} = \frac{\omega_1 - \omega_m}{\omega_1}$

$\omega_m = (1-S)\omega_1$

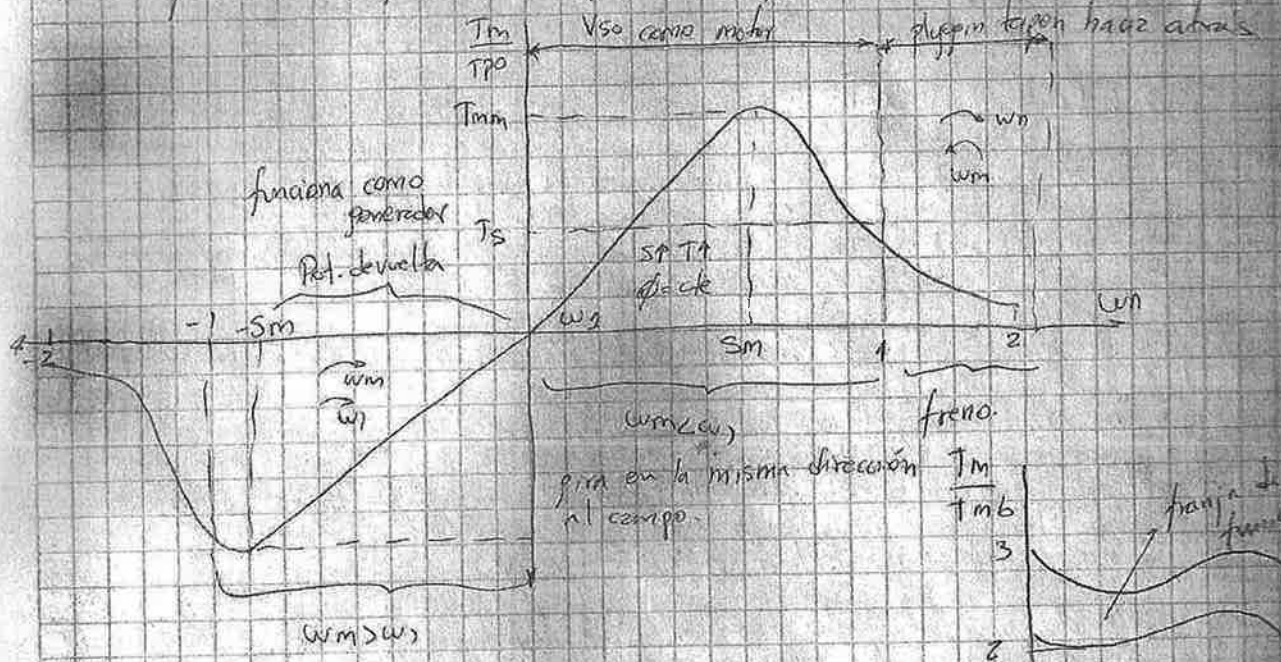
ω_1 = pulsación de la frecuencia resultante electrica de campo giratorio en el estator.

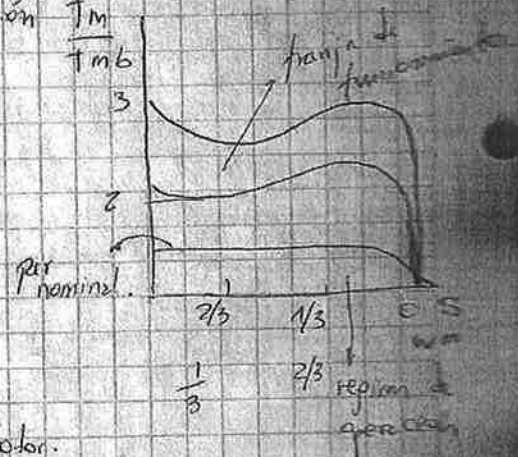
ω_2 = Pulsación de la frec. resultante electrica del campo giratorio en el rotor.

ω_m = Velocidad mecanica en el rotor.

NOTA

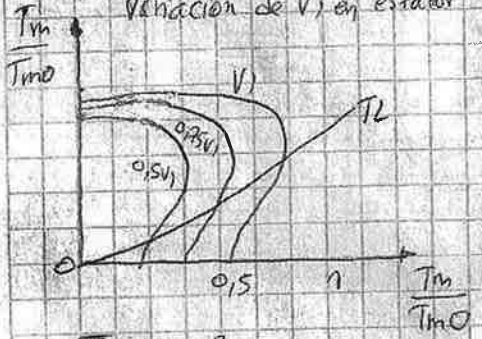
c) Curva par-motor en función del desplazamiento y velocidad del motor.





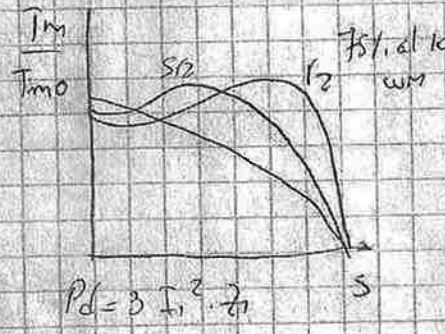
d) Control por deslizamiento

Variación de V_1 en estator



$T_m \propto V_1^2$

Variación de resist. rotor.

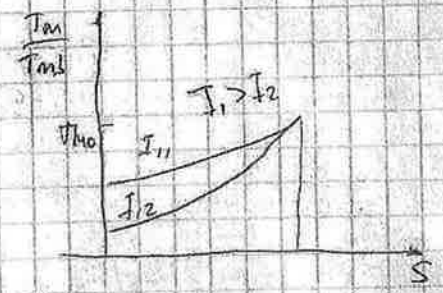


$P_d = 3 I_1^2 \cdot r_2$

El procedimiento más simple implica bajar la tensión de alimentación para variar la velocidad manteniendo la frecuencia ya que:

$T_m \propto V_1^2$

Pero a medida que disminuye Tm y ωm también se incrementa S

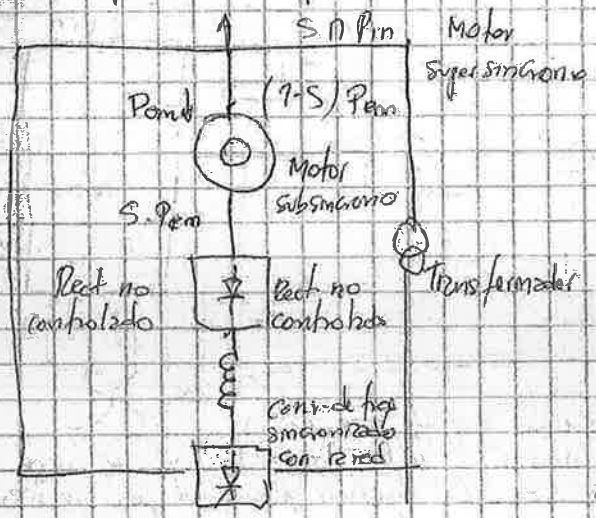


NOTA

HOJA N°

FECHA

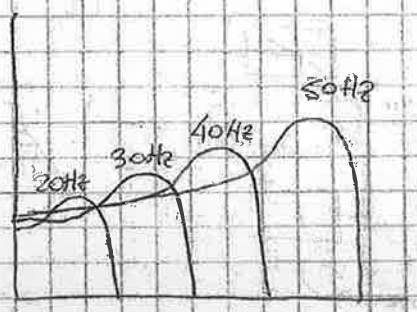
c) • Recuperación de potencia rotórica.



inversor sincronizado con la red.

$S = \left|\frac{\cos\alpha}{k}\right|$ $\quad 90° < \alpha < 180° - \beta$

• Variación de frecuencia



$\beta = \frac{\omega_1}{\omega_0}$

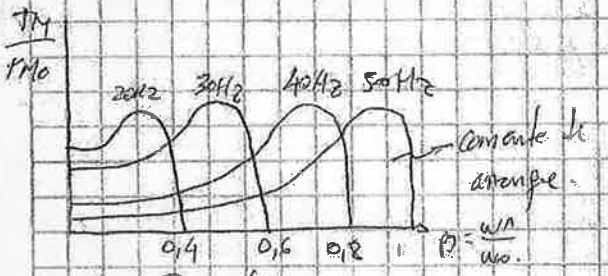
$\beta < 1$

$\beta > 1$

• El motor funciona en debilitamiento de campo

$TM = TMb \cdot \frac{1}{\beta^2}$

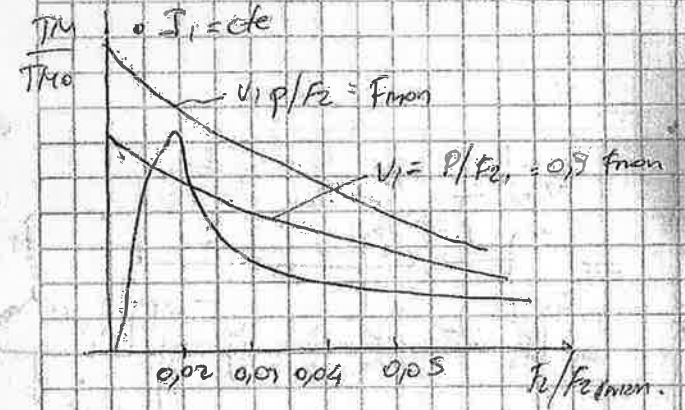
• funcionamiento a flujo constante.

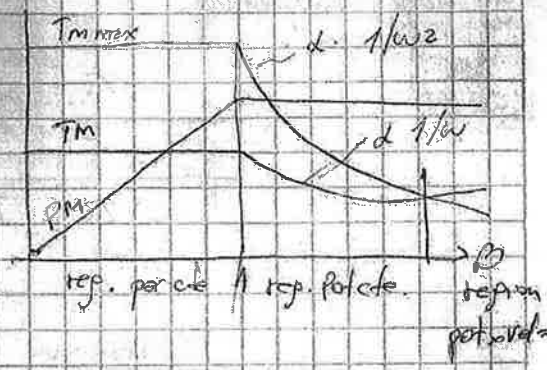


Control V/Hz extendido.

funcionamiento a flujo constante

debilitamiento de campo

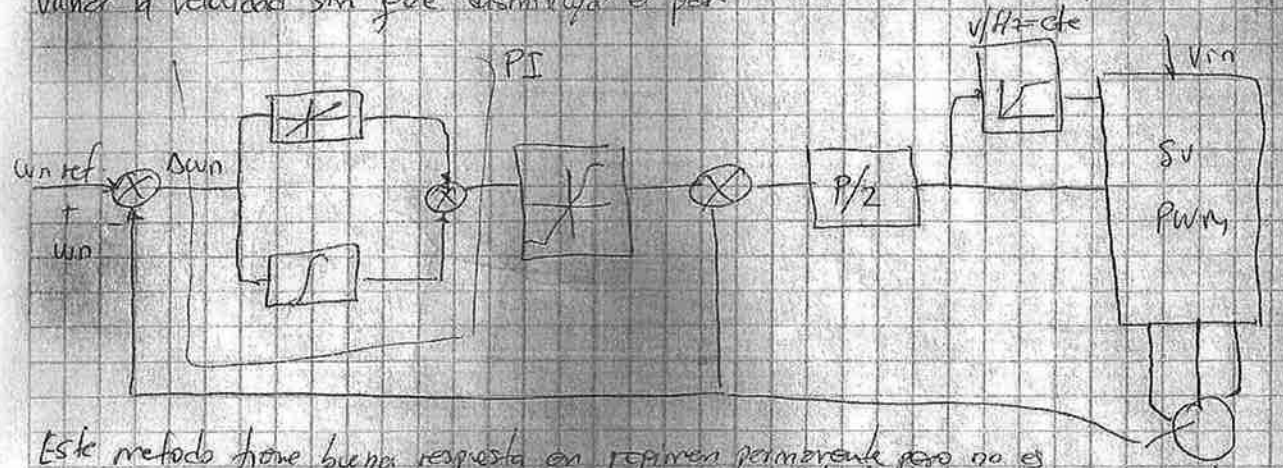




NOTA

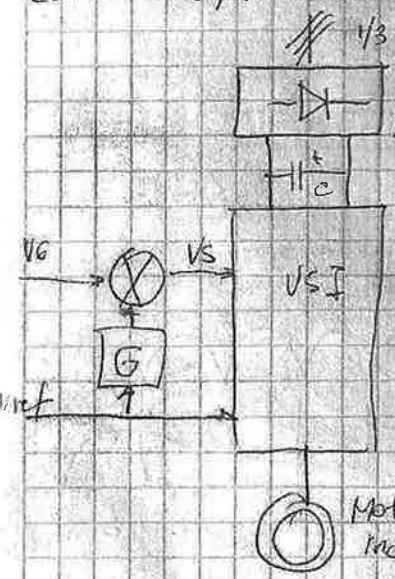
f) Control escalar.

Se mantiene la relacion V/Hz en el rango de funcionamiento de manera que se pueda variar la velocidad sin que disminuya el par



Este metodo tiene buena respuesta en regimen permanente pero no es bueno en regimen dinamico. Se basa en la magnitud de las variables y no tiene en cuenta su acoplamiento. Tiene buen rendimiento en regimen permanente pero no tiene buena resp. dinámica

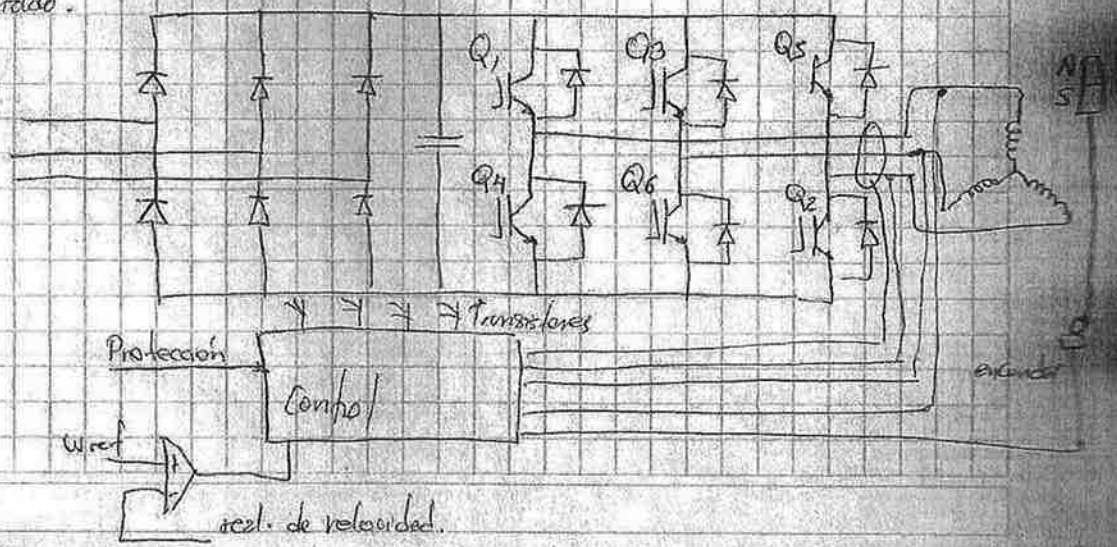
Control Voltz/Hertz a lazo abierto



Inversor de fuente de tensión } El metodo de conmutación puede ser SVPWM

Este sist. a lazo abierto podrá ser monofasico o trifasico respecto a la alimentación

g) Motor autopilotado.

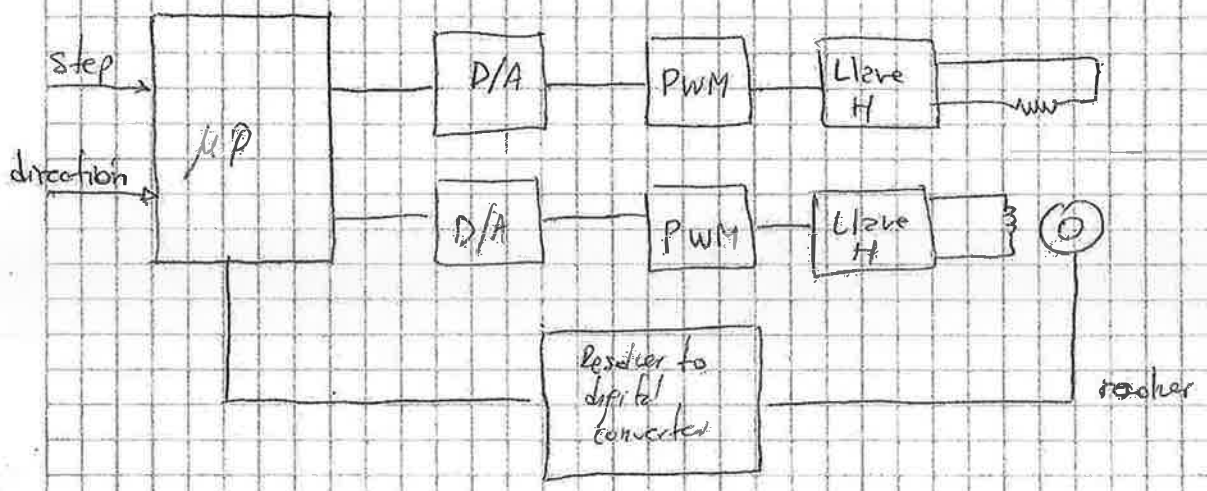


NOTA

HOJA Nº

FECHA

Drive senoidal

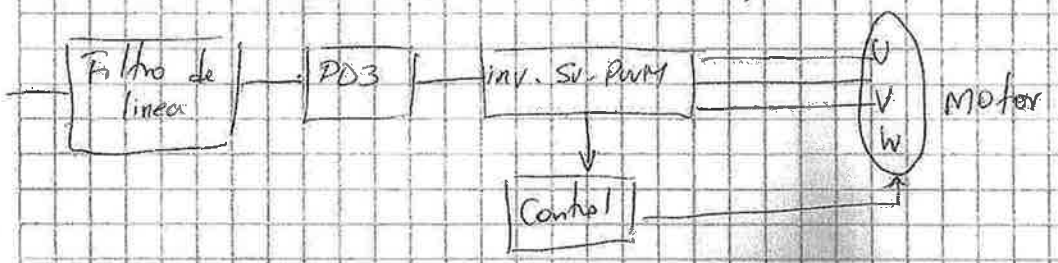


- Control vectorial

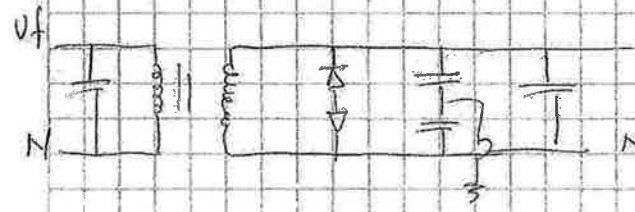
Tiene buena RTA dinamica (Rta transitoria)

Tipos → FOC (control orientado al campo)
→ DTC (Control de torque directo)

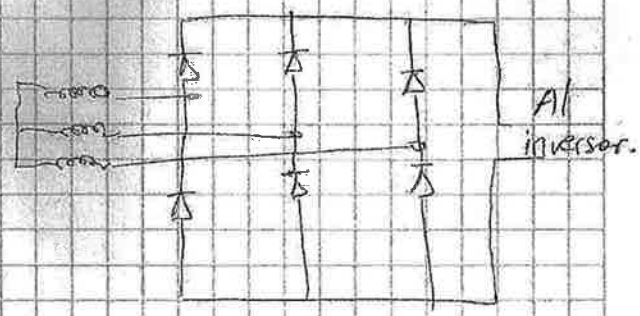
FOC → controla un motor de AC de igual forma que una de DC.



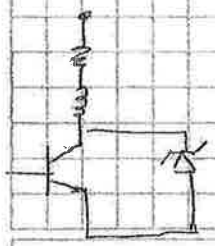
Filtro de linea



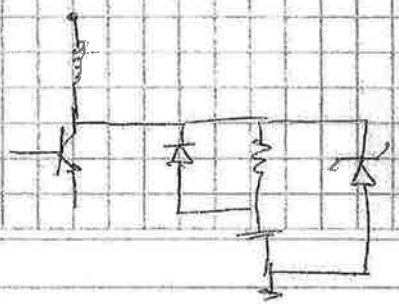
PD3



Por snubber



otra forma



Cuando Q se bloquea C se carga por D

NOTA

MOTOR CA - PRACTICO

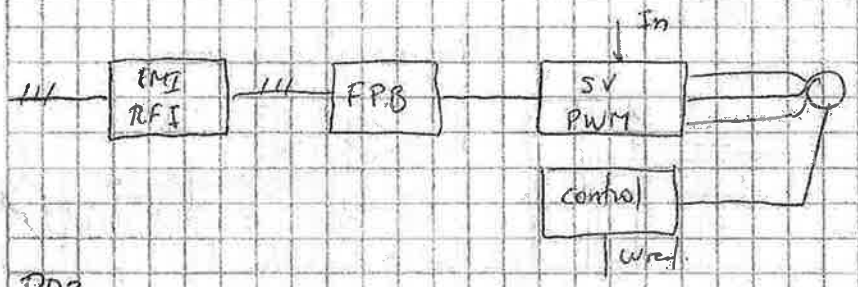
Practico.

HOJA N° 1

FECHA

Diseño de un circuito de potencia para controlar la velocidad de un motor sincrono autopilotado de 3 fases.

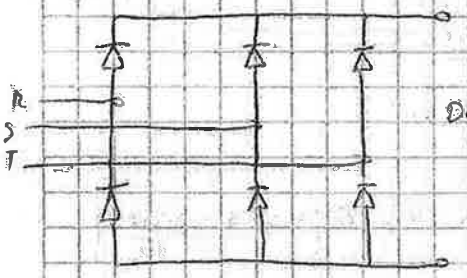
- Tensión de entrada: 380 Vref, 3 fases con neutro.
- Aplicación de la tecnica control para este tipo de motor.
- Diagrama en bloques de la propuesta y analisis de la etapa de potencia
- Seleccionar el transistor mas adecuado para la aplicacion. Justificar.
- Si es aplicable, red de ayuda a la conmutación (Snubber)
- SOA y driver de base para esta aplicación.
- Protección de sobre corriente y de fallas de tensión en la red.



Elegimos IGBT por su manejo de alta corriente y tensión y la frecuencia de conmutación no tan elevada.

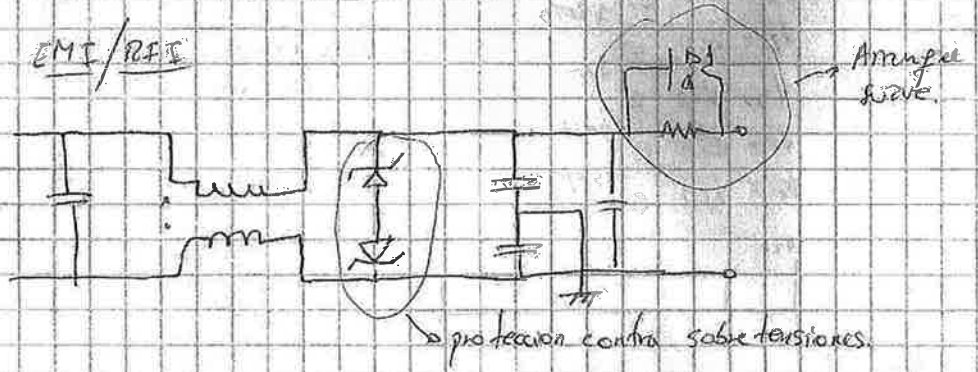
Es que tiene mayor vel. de conmutación que un BJT

PD3

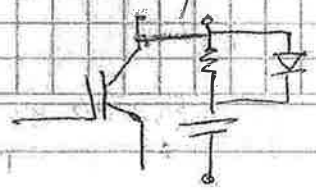


$$V_{AN} = \sqrt{\frac{3\,3\,V_{max}}{\pi}}\ L - L$$

EMI / RFI

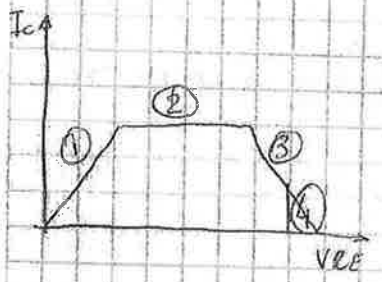


Aplicamos red Snubber si durante el apagado caemos fuera del SOA, sino no se utiliza ya que hace la conmutación mas lenta.



NOTA

SOA



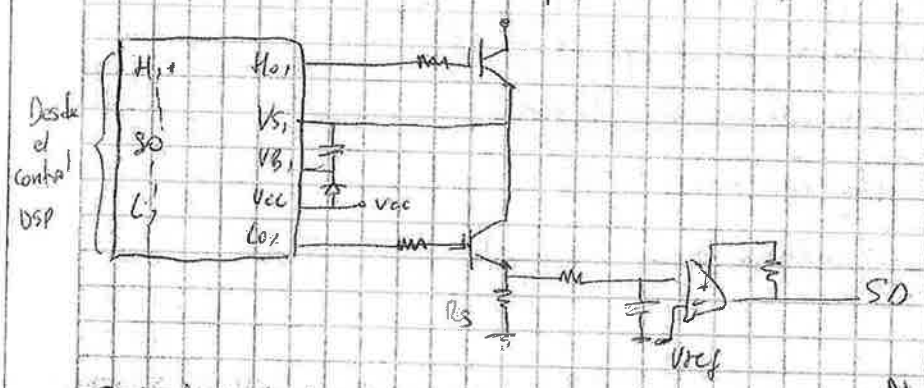
1- Limite por rds on

2- Limite por Icmax

3- Limite por temp. del encapsulado - Pot maxima

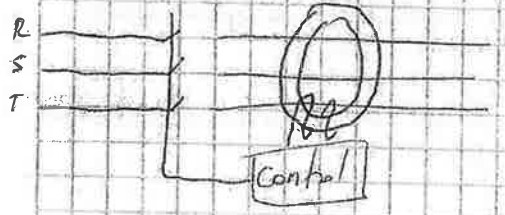
4- Limite por VCEmax.

Driver de base SG 2130 para inversor trifásico

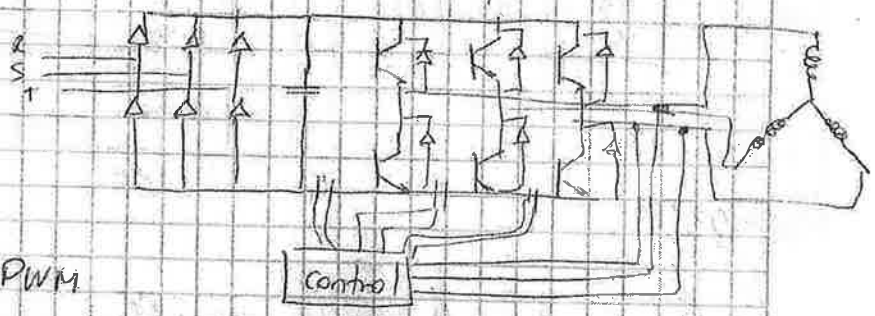


Protección sobre corriente

Prot. fallo de tensión en la red.

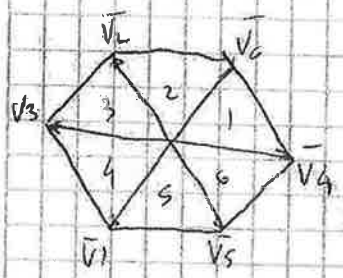


Motor autopilotado.



SV-PWM

Mediante los vectores basicos podemos sintetizar cualquier vector



$V_4 = V_{in}\, e^{j0}$

$V_6 = V_{in}\, e^{j2\pi/3}$

$V_2 = V_{in}\, e^{j\pi}$

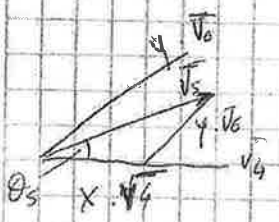
$V_3 = V_{in}\, e^{j4\pi/3}$

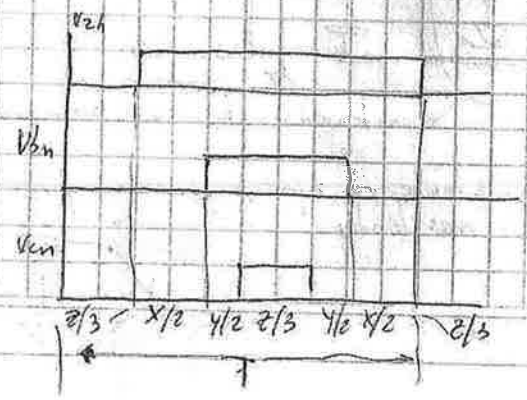
$V_1 = V_{in}\, e^{j4\pi/3}$

$V_5 = V_{in}\, e^{j5\pi/3}$

$X \cdot V_4 = \frac{V_s}{V_4}\left[\cos\theta_s - \frac{\operatorname{sen}\theta_s}{\sqrt{3}}\right]$

$Y \cdot V_6 = \frac{V_s}{V_6}\,\frac{3}{\sqrt{3}}\,\operatorname{sen}\theta_s$





Patron de conmutación en el primer sector.

NOTA

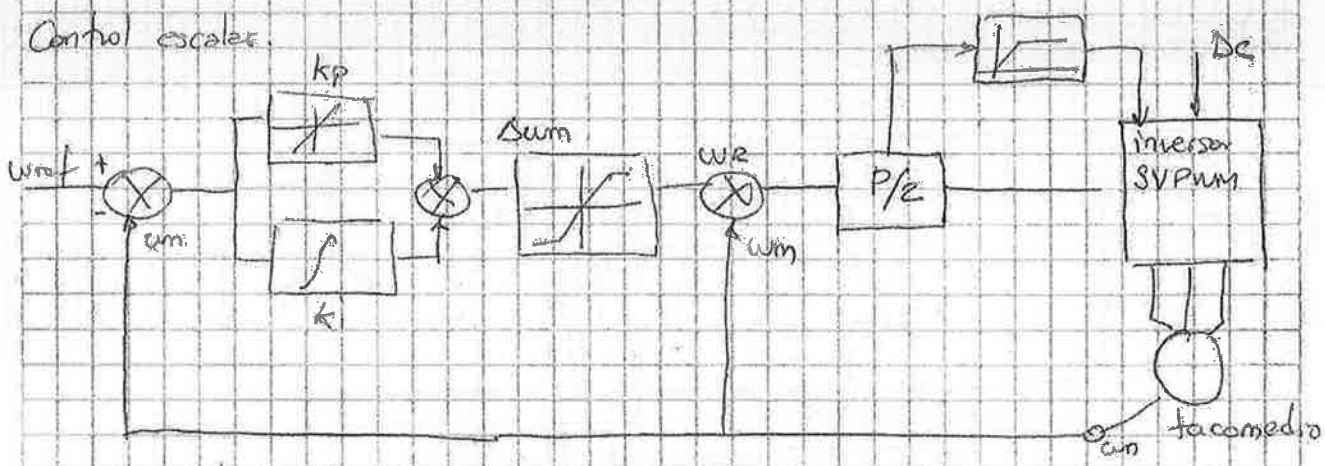
Asincrono trypnce

HOJA N°

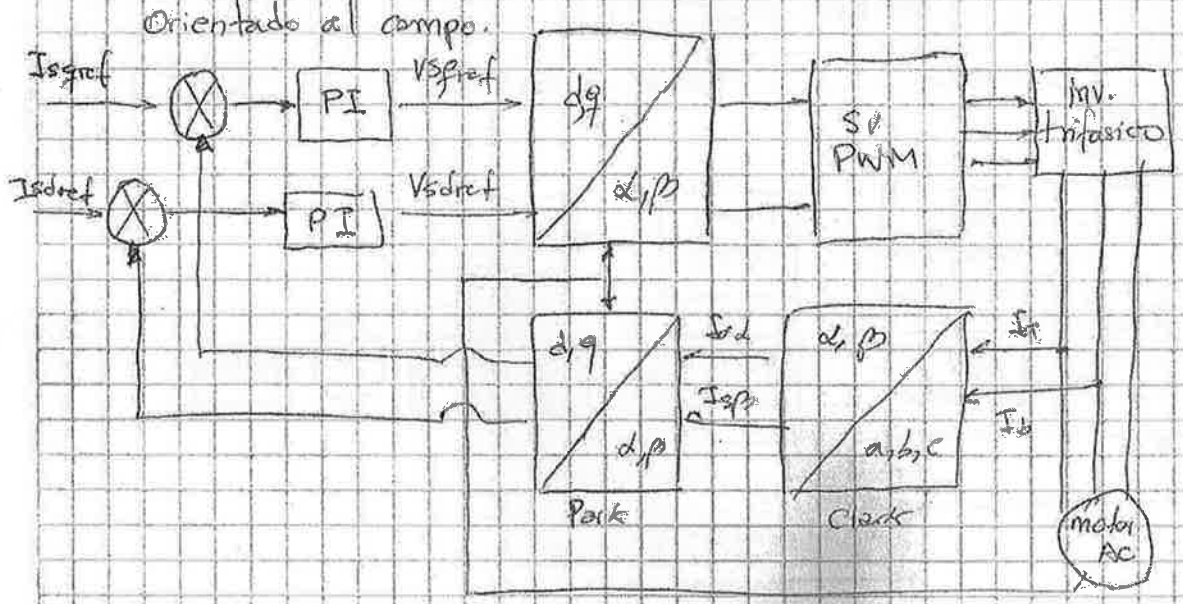
FECHA

Diseno de un circuito de potencia para controlar la velocidad y par de un motor asincrono trifasico.

Control escalar.



Orientado al campo.



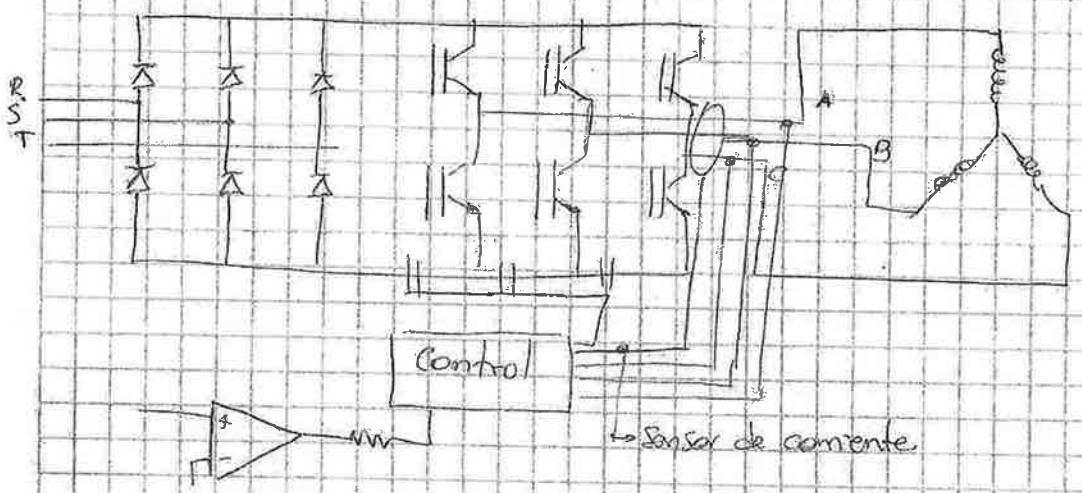
HOJA N°

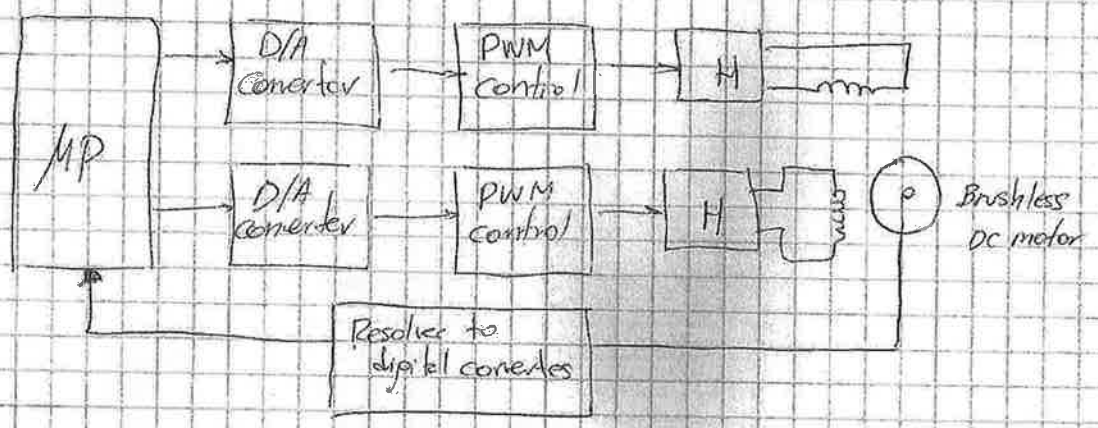
FECHA 15/05/2012

Control de motor de CA.

1- Modelo dinamico equivalente generalizado del motor de CA.
2- Modelo estacionario del motor asincrono con tension simetrica y formulas principales
3- Curva par/velocidad. Detalle el funcionamiento en cada cuadrante
4- Conceptos basicos sobre el control por deslizamiento.
5- Analisis del control por variacion de velocidad sincrona. Distintos metodos.
6- Analisis de un metodo de control de velocidad escalar.
7- Tecnicas de control para el motor brushless de 3 fases.

7) Tecnicas motor brushless





NOTA

TEMA 1: TEÓRICO

CONTROL DE MOTOR CC.

1- Ecuaciones del motor. Constantes de tiempo eléctrica y mecánica.

2- Modelo equivalente del motor CC. Modelo dinámico y estacionario del motor controlado por armadura. Curva par/velocidad. Frenados. Distintas técnicas.

3- Control de transistores. Conceptos básicos de control por velocidad.

4- Frenado regenerativo. Calculo de capacitor de potencia de frenado.

5- Funcionamiento en clase A. desarrollo teórico sintético. Ripple de corriente.

6- Funcionamiento en clase E (llave H). Desarrollo teórico sintético. Conceptos y fórmulas principales.

7- Análisis general del método de control de posición en cascada.

TEMA 2: PRÁCTICO

Diseño de un control de velocidad y par de un motor de CC controlado por armadura para control en los cuatro cuadrantes, con transistores

Vnom = 24 Vef

IAnom = 10 A

- Circuito de aplicación.
- Lazo cerrado con control de velocidad. Describir la función de transferencia en modo sintético. Detallar los conceptos de control.
- Selección de la frecuencia del PWM, en base a los siguientes criterios: constantes de tiempo del motor, y el ripple de par.
- Utilizar la técnica de modulación más apropiada unidireccional. Justificar.
- Utilizar los transistores mas apropiados (entre IGBT y MOSFET). Justificar.
- Calculo de la corriente y tensión máxima del transistor de potencia.
- Si es aplicable, red de ayuda a la conmutación (snubber).
- SOA y driver de base para esta aplicación.
- Protección de sobre corriente utilizando las propiedades del transistor como sensor.

MOTOR C.C – TEORICO

Teorico

HOJA N° 2

FECHA

Control de motor de CC.

1- Ec. del motor. Constantes de tiempo electricas y mecanica.

2- Mod. equiv. del motor de cc. Modelo dinamico y estacionario del motor controlado por armadura. Curva par/velocidad. Frenados. Distintas tecnicas

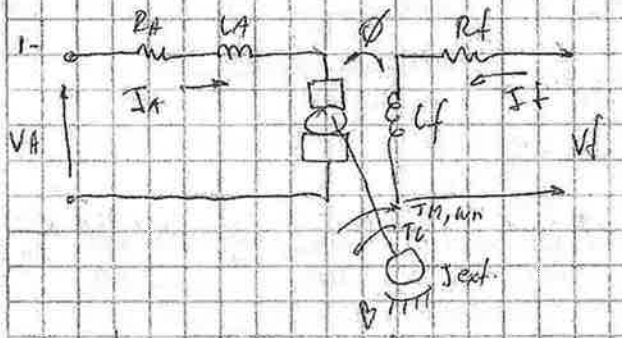
3- Control con transistores. Conceptos basicos de control por velocidad.

4- Funcionamiento en clase A. Desarrollo teorico sintetico. Ripple de corriente

5- Funcionamiento en clase C (llave H). Desarrollo teorico sintetico. Conceptos y formulas principales

6- Analisis general del metodo de control de posicion en cascada.

1-



$T_M = k_1 \phi i_A = K_{T_0} i_A = C_M i_A$

$C_M = k_2 \phi \omega_m = k_E \omega_m = C_M \omega_M$

$V_A - e_M = R_A i_A + L_A \frac{di_A}{dt}$ $\quad V_f = i_f R_f + L_f \frac{di_f}{dt}$

$T_M = T_L + T_B = T_L + J \frac{d\omega_m}{dt}$

$P_M = T_M \cdot \omega_M$

Reg estacionario (derivada = 0)

$T_M = k_1 \phi i_A = k_5 \cdot i_f \cdot i_A$

$C_M = k_2 \phi \omega_m = k_7 \cdot i_f \cdot \omega_M$

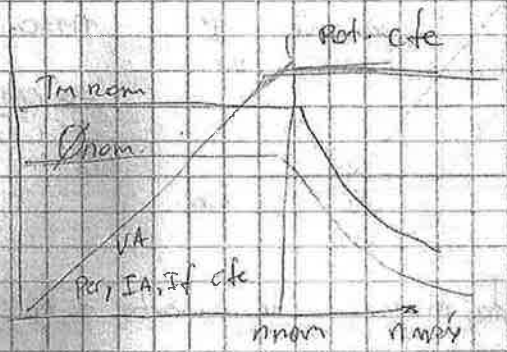
$V_A - e_M = R_A \cdot i_A$ $\quad V_f = i_f \cdot R_f$

$T_M = T_L$ $(T_B = 0)$

$P_M = T_M \omega_M$

Las derivadas se hacen nulas.

3 formas de controlar la velocidad

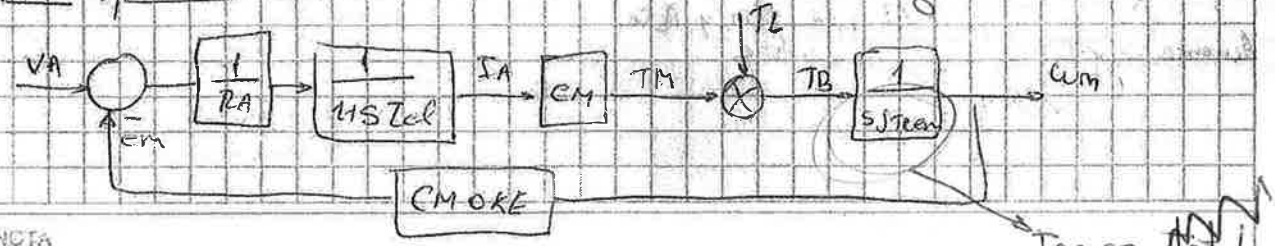


Ecuacion Caracteristica

$$\tau_{med}\,\tau_{el}\,\frac{d^2 \frac{\omega_M}{\omega_{Max}}}{dt^2} + \tau_{mec}\,\frac{d\frac{\omega_M}{\omega_{Max}}}{dt} + \frac{\omega_M}{\omega_{Max}} = \frac{V_A}{V_{Amax}} - \frac{T_L}{T_{STA}} - \tau_{el}\,\frac{d\frac{T_L}{T_{STA}}}{dt}$$

Mod. equivalente.

$C_M + K_T$



Inercia total reflejada en el motor?

NOTA

Eso sale de: → Vcem

$V_A(s) - V_{cem} = I_A(s)[R_A + sL_A] = I_A(s) = \frac{V_A(s) - c_m}{R + sL_A}$

$T_M = c_M I_A$

$T_B = s\,\omega_m\,(J_{TRM})$ → $\mathcal{T}_{TRM} = \mathcal{T}_{ext} + \mathcal{T}_M$

En repimen estacionario, el par de aceleracion $T_B = 0$. Las derivadas de ω_A son cero.

Curva par velocidad

la ec. carac. en repimen estacionario es:

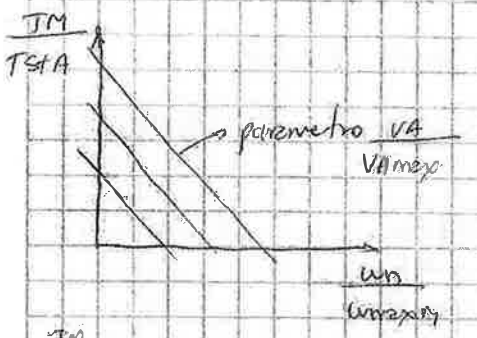
$$\frac{c_M}{\omega_{maxM}} = \frac{V_A}{V_{Amax}} - \frac{T_L - T_M}{T_s + A} = \frac{V_A}{V_{Amax}} - \frac{T_M}{T_s + A}$$

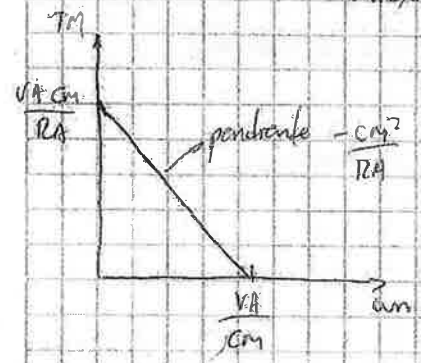
Obtengo una familia de curvas

$V_A - e_M = R_A \cdot I_A$ (Vcem) → estacionario? sino L donde esta?

$V_A - e_M \cdot \omega_m = R_A \cdot \frac{T_M}{c_M}$

$c_M \cdot \omega_m = V_A - R_A \frac{T_M}{c_M} \rightarrow T_M = -\frac{c_M^2}{R_A} \cdot \omega_m + V_A \frac{c_M}{R_A}$

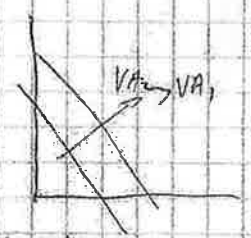




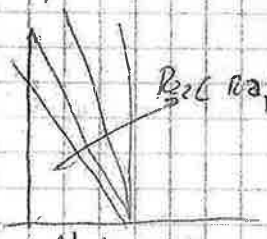
$T_M = 0$

$\Rightarrow \frac{c_M^2 \omega_m}{R_A} = \frac{V_A \cdot c_M}{R_A}$ $\quad \omega_m = \frac{V_A}{c_M}$

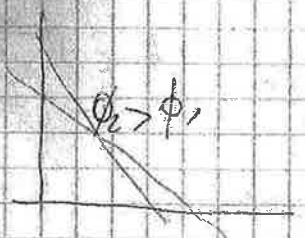
Cuanto mayor sea la pendiente de la curva, el motor no varía tanto su velocidad ante un ΔT_M.



Aumenta V_A y T_M



Al ↓R_A, ↑T_M y ω se mantiene.

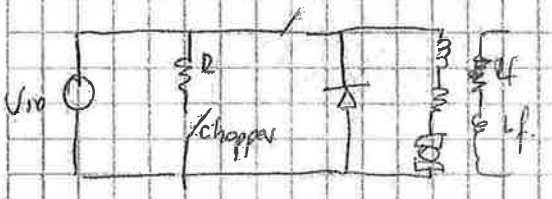


NOTA

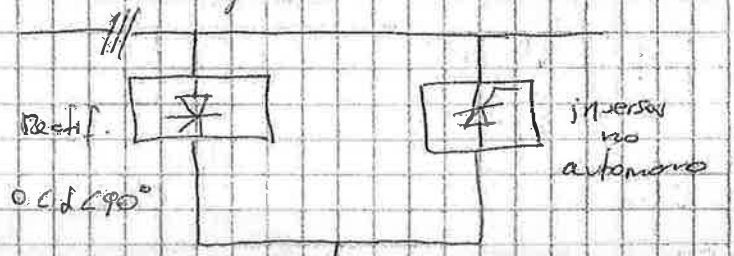
HOJA Nº

FECHA

Frenados

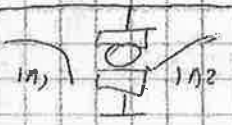


Regenerativo



$0 < \delta < 90°$

$90° < \delta < 180°$

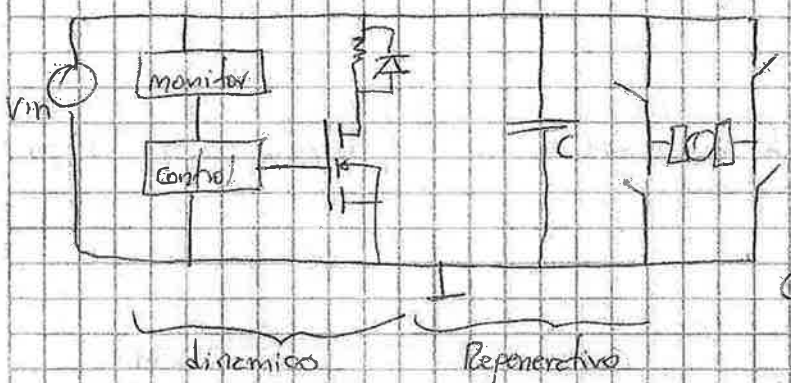


Cuando se frena, la energía se desvía a Rd

Dinamico: disipa potencia en una resistencia externa

Frenado regenerativo: devuelve energía a la red a través del inversor.

→ Acumula energía en un banco de capacitores y si excede la carga de los mismos pasamos a dinamico y disipamos la energía.



$$C = \left(\frac{I}{V}\right)^2 L$$

Frenado regenerativo y dinamico.

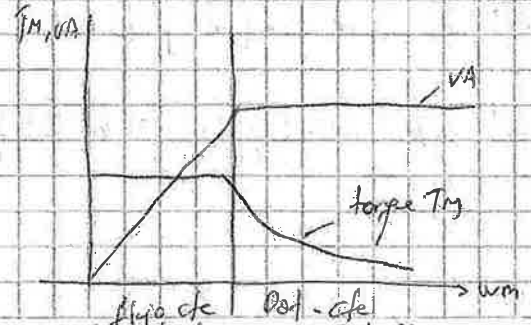
El devuelve energía a C, y cuando el monitor detecta que Vin subió un 20% transfiere a dinamico. El C debe ser muy grande.

3) La velocidad se controla en dos rangos.

a) Por cte → desde 0 hasta ω_m nominal.
VA aumenta, y el flujo se mantiene cte

b) Por potencia cte → para $\omega_m > \omega$ nominal.

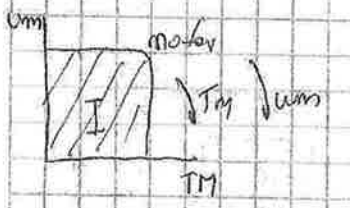
Se controla por debilitamiento de campo. y el torque disminuye.



NOTA

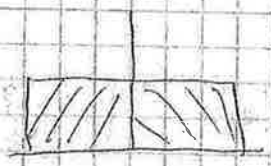
Control con transistores

Clase A (buck)

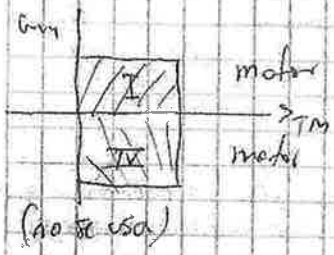


Clase B (Boost)

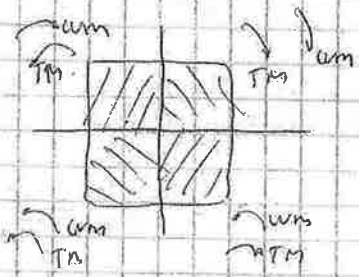
Clase C



Clase D

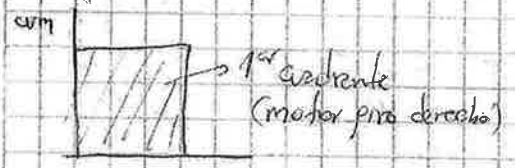


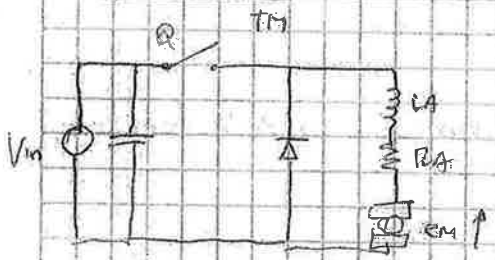
Clase E

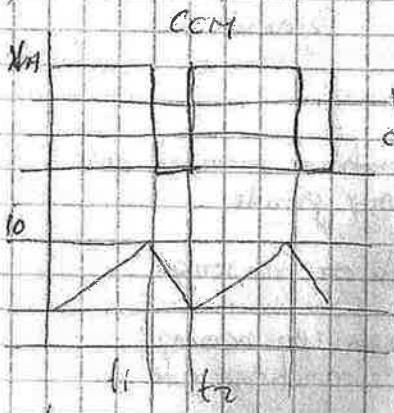


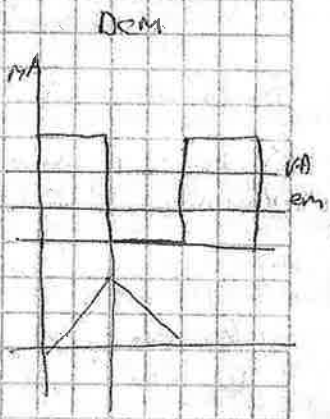
4) Funcionamiento en clase A.

Es similar al funcionamiento de un convertidor Buck donde la carga es el motor. Solo puede funcionar el motor en un sentido.









$$V_A - e_m = I_A \cdot R_A + L_A \frac{di_A}{dt}$$ ec. dif.

De 0 a t_1,

$$I_A = \frac{V_A - e_m}{R_A} + \left[1 - \frac{V_A - e_m}{R_A}\right] e^{-jt/\tau_{LA}}$$

I_{Amax} (Q siempre cerrado) $= \frac{V_A - e_m}{R_A}$

ΔI_{Amax} → se cumple p/ $D = 0{,}5$

De t_1 a t_2

$$I_A = \frac{-e_m}{R_A} + \left[1 + \frac{e_m}{R_A}\right] e^{-j(t-t_1)/\tau_{LA}}$$

⇒ del buck: $v_{out} = L\frac{\Delta i_C}{\Delta t}$ ⇒ $D \cdot V_A = \frac{L \Delta I_{Cmax}}{D \cdot T}$

NOTA

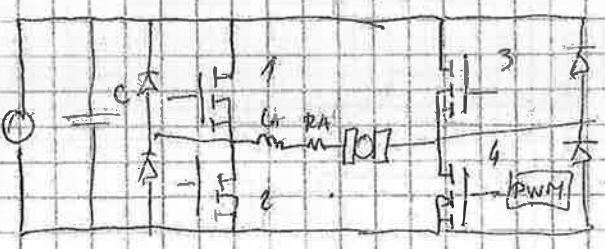
HOJA N°

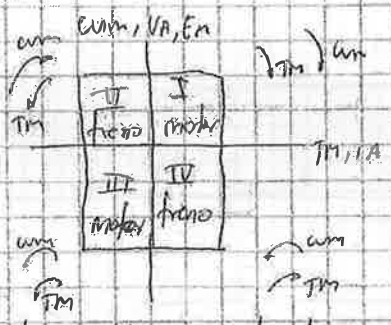
FECHA

$\Delta I_{C\,max} = \frac{D^2 T_1 V_A}{L_A} = \frac{V_A}{4 f_1 L_A}$ en general $\Delta I_{C\,max} = \frac{k V_A}{f_s L_A}$ $I_{A\,AV} = \frac{V_A D - e_m}{R_A}$

5) Clase E.

Puede funcionar en los 4 cuadrantes, ya que permite invertir V_A (sentido de giro) o i_A (motor/frenado)





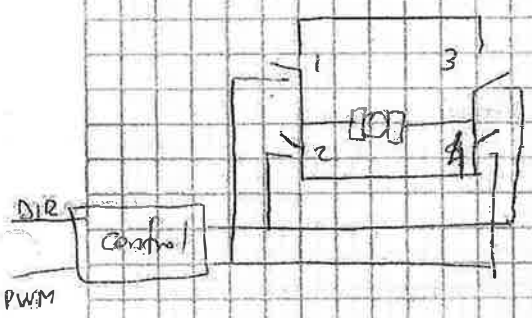
El funcionamiento en el 3er cuadrante es como en el 1ro pero con tensiones y corrientes invertidas en el eje de las y.

Idem en el 4to pero con el 2do.

Comando simultaneo.

Modo ①

Una diag. abierta y conmuto los transistores de la otra diagonal. La diag. activa define el sentido de giro y el ciclo fija motor/freno.



D=0,5 motor parado.

D<0,5 en un sentido

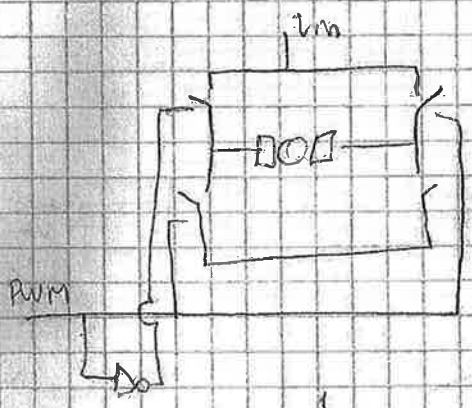
D>0,5 en el otro.

Modo 2. Conmuto entre las dos diagonales

D>0,5 → un sentido

D<0,5 → sentido contrario

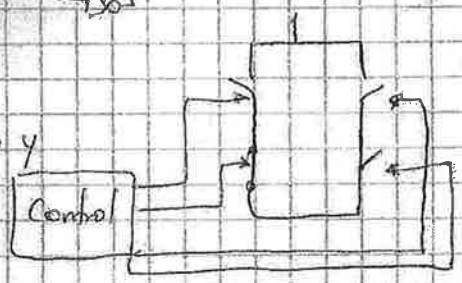
D=0,5 → motor parado (frenado totalmente)



Comando separado

Modo 3

Una diag. abierta, en la otra un transist. esta cerrado y otro conmuta con un DT



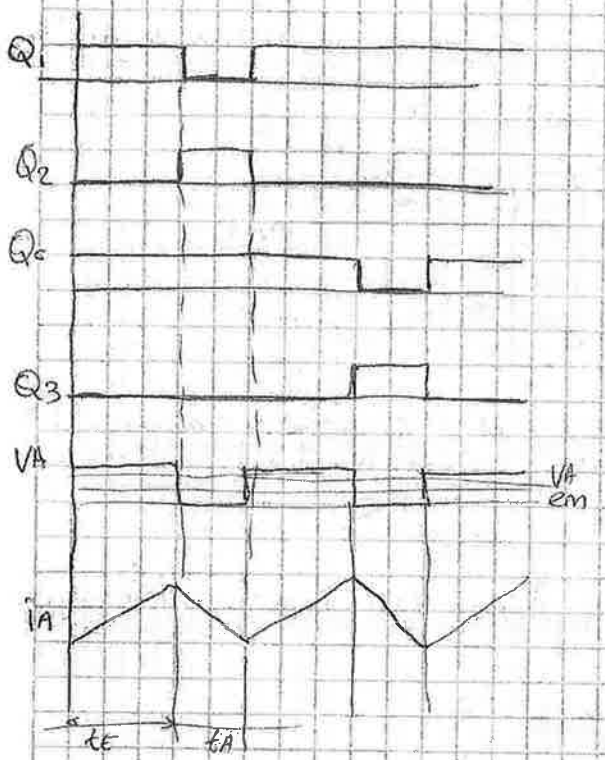
NOTA

Modo 4 unipolar

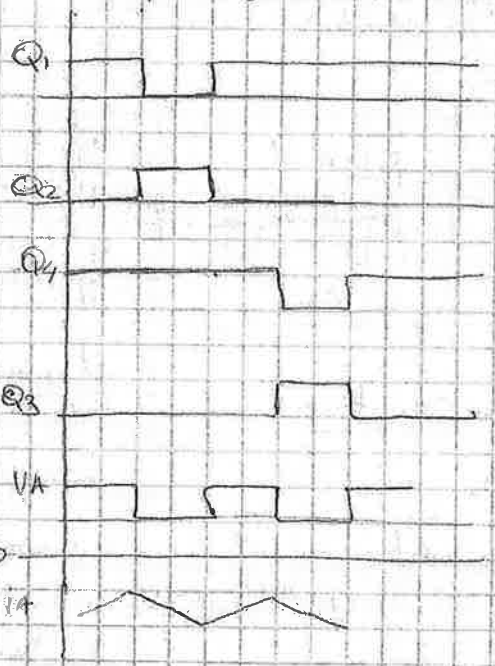
Usa: Secuencia define sentido de giro.

ciclo de trabajo: define motor/freno.

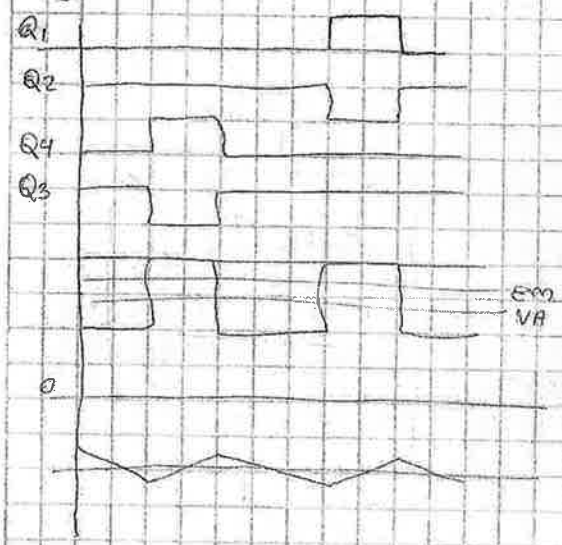
giro directo



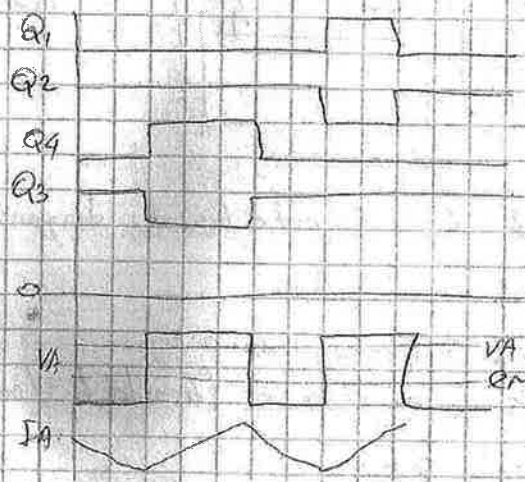
freno ($t_E < t_A$)



giro inverso



freno



$$\frac{1}{L\omega_L} = \overset{X_L}{\omega_L L_A} = \overset{X_C}{\frac{1}{\omega C}} = \frac{V_A}{I_A}$$

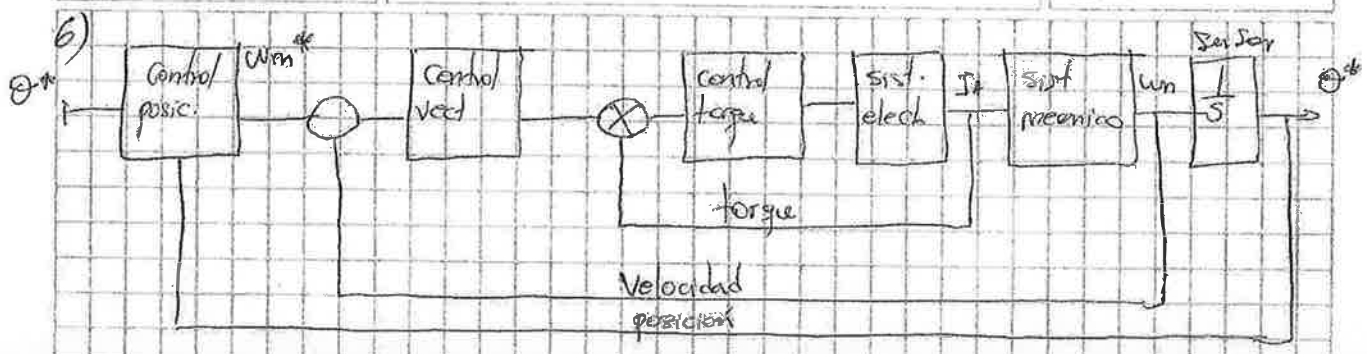
$$\omega_L \quad \frac{V_A}{}$$

NOTA

HOJA N°

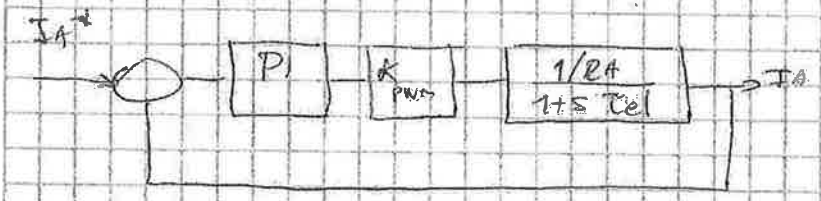
FECHA

6)



ΔB torque $> \Delta B$ veloc $> \Delta B$ posición.

Torque

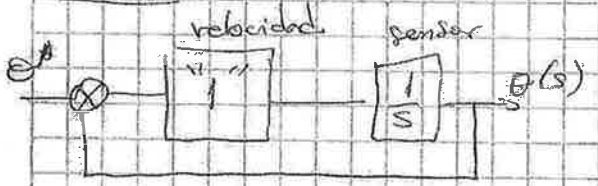


$G_{(PI)} = \frac{V_{o\,PI}}{E} = K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{K_i}{s}\left[1 + \frac{s}{K_i/K_p}\right]$ debo cancelar el polo $\frac{1}{\tau_{el}}$ con $\frac{K_i}{K_p} = \frac{K_i}{K_p} = \frac{1}{\tau_{el}}$

luego calculo $K_i = \frac{1/R_A \cdot K_{pwm}}{s}$ p/ obtener $\omega_c < \omega_{conmutacion}$ (1 - 2 kc)

Velocidad

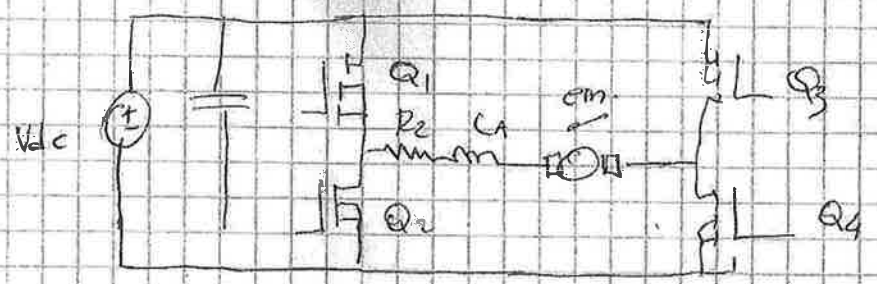
Posición



- Frenado Regenerativo

$\frac{1}{2} L_2 I_A^2 = \frac{1}{2} C V_A^2$

$C = L_A \left(\frac{I_A}{V_A}\right)^2$

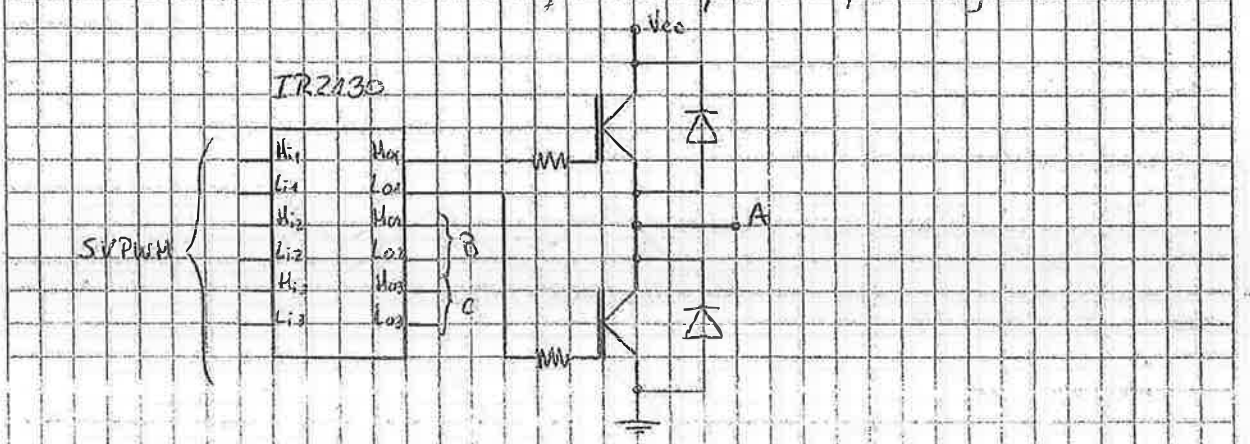


NOTA

Motor CC - Práctico

JORGE A. QUELAS
Legajo Nº 51335

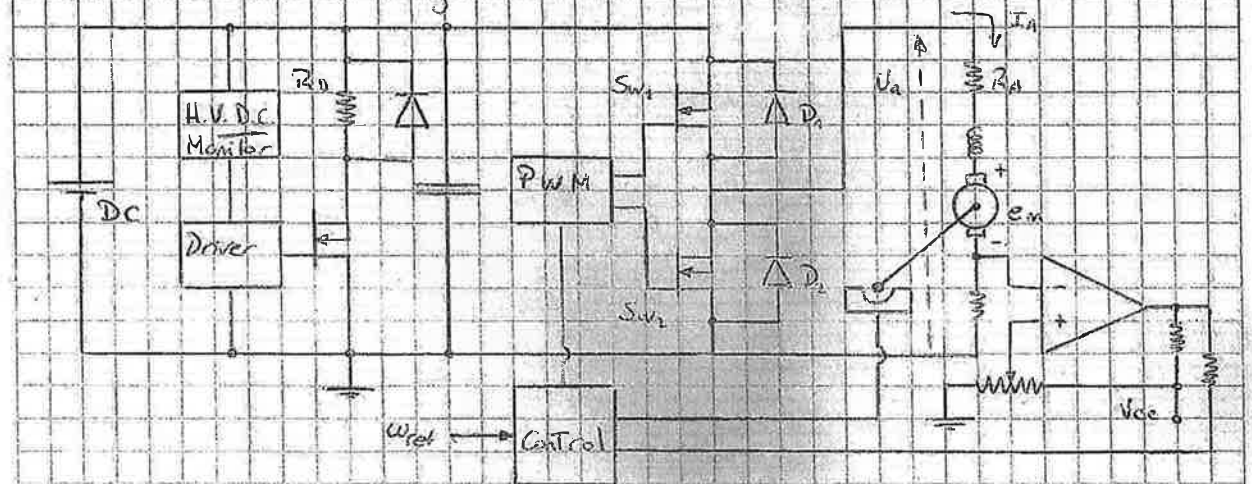
Para el driver usamos un IR2130 que tiene capacidad para manejar 3 Transistores:



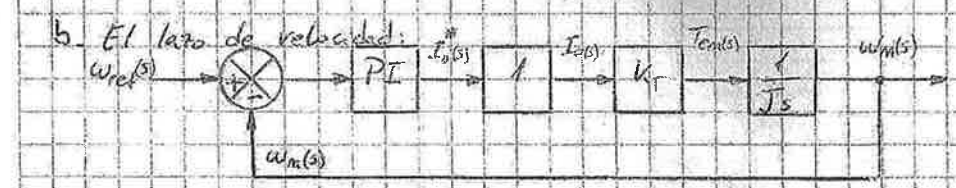
4) a. Diseñar el control de velocidad de un motor CC para clase C
b. Control de velocidad a lazo cerrado
c. Utilizar la técnica de conmutación adecuada
d. Elegir los transistores adecuados
e. Red de ayuda a la conmutación Snubber
f. Driver de base
h. Protección contra sobrecorriente

Resolución

a. Nuestro circuito será el siguiente:

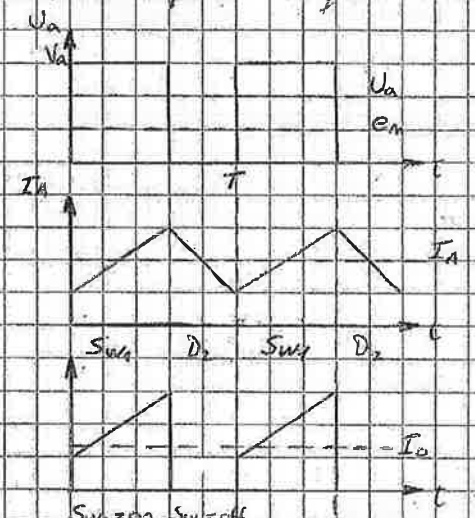


b. El lazo de velocidad:

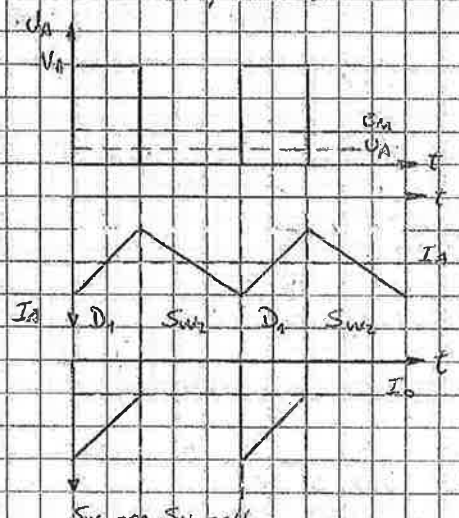


$$G_{a,cl}(s) = \frac{K_{i,a} k_T}{J_{eq}} \frac{1}{s^2} \left(1 + \frac{s}{\frac{K_{i,a}}{K_{p,a}}} \right)$$

c. Para no perder Torque utilizamos el modo CCM, donde:



1er Cuadrante T_m ω_m



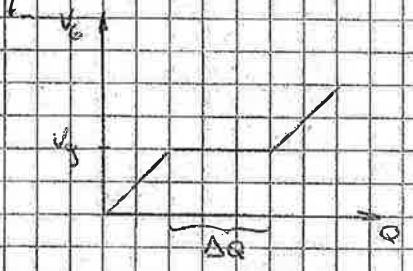
2do Cuadrante T_m ω_m

d. Utilizaremos Transistores Mosfet ya que poseen buena velocidad de respuesta, soportan la corriente requerida y poseen un driver de facil implementación.

- $V_{DSmáx} > V_{inmáx}$
- $I_{DSmáx} > \frac{V_A - e_m}{R_A} + \left(I_{Lmin} - \frac{V_A - e_m}{R_A}\right) e^{-\frac{t_{on}}{\tau}}$

e. La red de ayuda a la conmutación no se aplica.

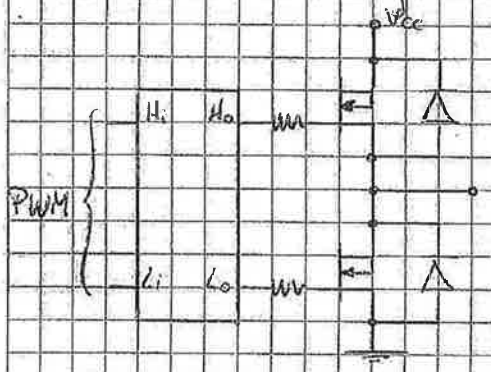
f.



$$I_g = \frac{\Delta Q}{T_c} \quad \text{donde } T_c \geq (t_{on} + t_r) + (t_{off} + t_f)$$

$$R_g = \frac{V_{gsat} - V_{gplana}}{I_g}$$

Utilizamos el circuito integrado IR2110



Practico

NOJA N° 2

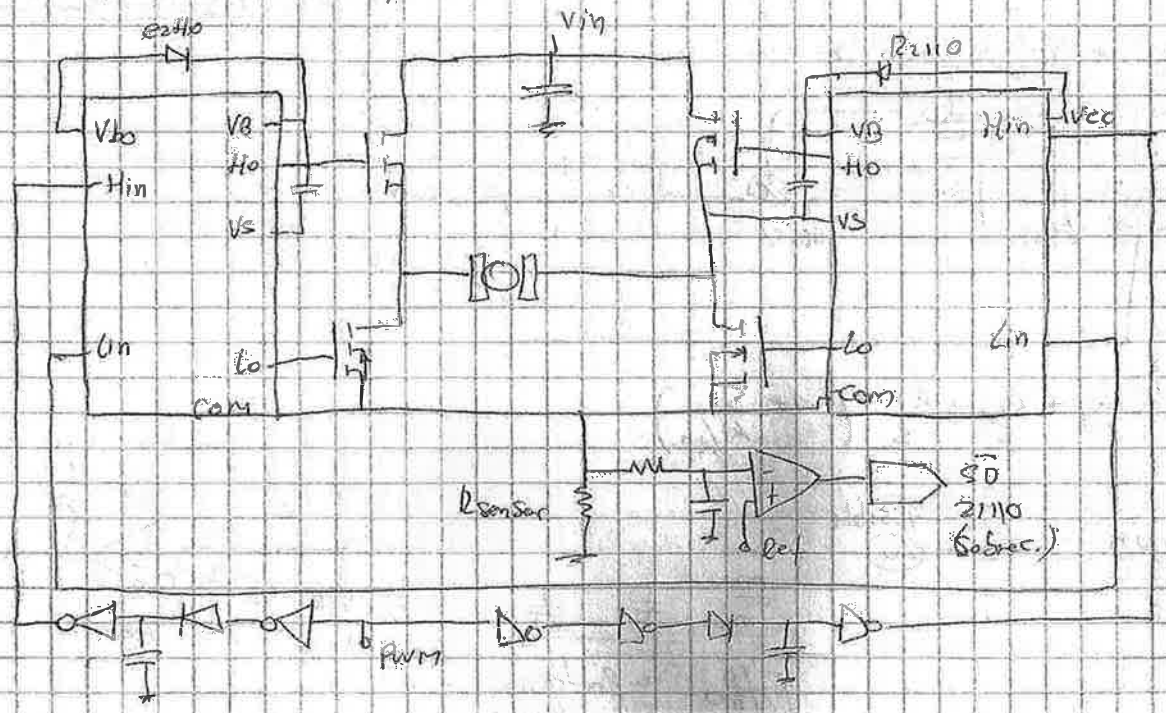
FECHA

Diseño de un control de velocidad y par de un motor CC controlado por armadura para control en los 4 cuadrantes con transistores.

$V_{nom} = 110\,V_{ref}$
$I_{Anom} = 2A$

- Circuito de aplicacion
- Lazo cerrado con control de velocidad. Describir la funcion de transferencia en modo simetrico. Detallar los conceptos del control.
- Seleccion de la freq. del PWM en base a los sig. criterios: cte de tiempo del motor y el ripple de par.
- Utilizar la tecnica de control (modulacion) mas apropiada unidireccional. justificar.
- Utilizar los transistores mas apropiados IGBT y MOSFET. justificar.
- Si es aplicable, red de ayuda a la conmutacion. (Snubber)
- SOA y driver de base para esta aplicacion.
- Proteccion de sobrecorriente usando las prop. del transistor como sensor.

Llave H, comando simultaneo, modo 2.



Control de velocidad (ver diagrama omitiendo control de posicion).

Tengo un polo doble al origen $\left(\frac{1}{s^2 J_{rem}}\right)$ y un cero aportado por el PI; debo hacer $\omega_c \rightarrow$ 1 dec < tope y calcular la ganancia en base a

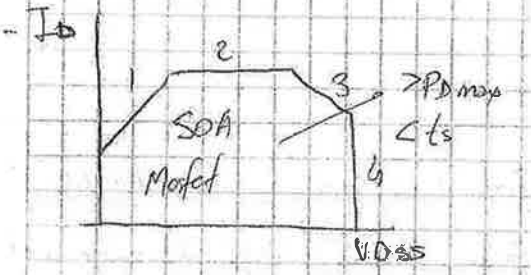
$$|G_{total_{OL}}|_{\omega_c} = 1$$

$$\angle G_{total_{OL}} = -180° + MF \text{ deseado}.$$

Freq PWM > τ el motor → puedo considerar a la PPU con G_{pwm}

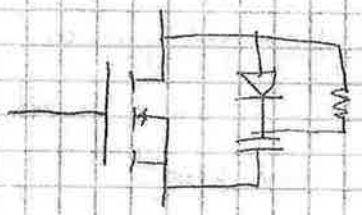
NOTA

- utilizo mosfet ya que la tension es < 500V y son las de mayor vel de conmutacion.
- Snubber → en mosfet solo sería aplicable si estoy en los limites del SOA, ya que es en disp. de port. mayoritarios



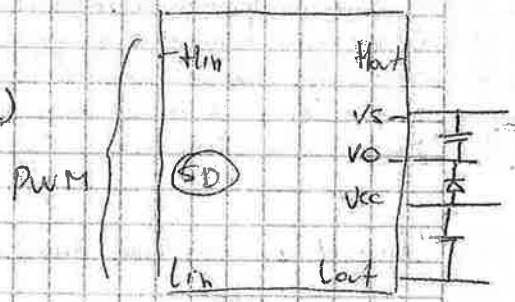
1 - Limite x Rds on
2 - Limite x Idmax
3 - Limite por disip. de potencia
4 - Limite por Vds max.

Driver IR 2110



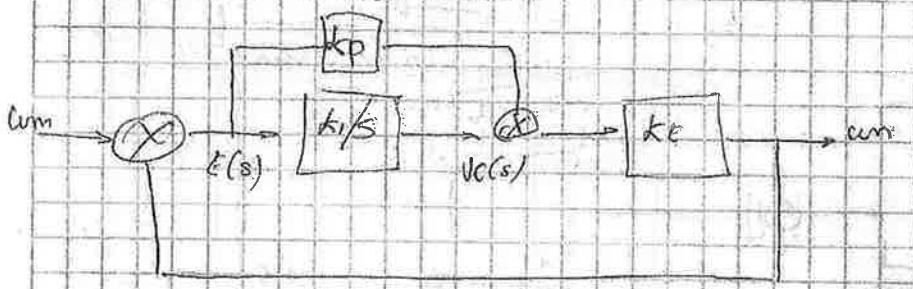
Red snubber

(actua en el bloqueo)



Se aplica red por los pulsos inductivos que puede haber en el motor.

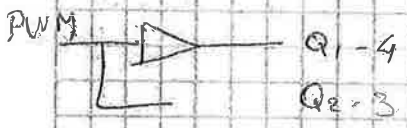
Control de Vel. a lazo cerrado.



$$\frac{V_c(s)}{E(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{K_i}{s}\left(1 + \frac{s}{K_i/K_p}\right).$$

Proteccion

Tecnica de modulación



$f_{PWM} < 20\,kHz$

NOTA

Practico

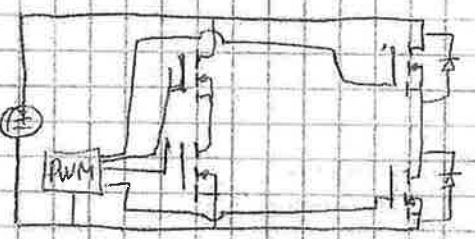
HOJA N° 3

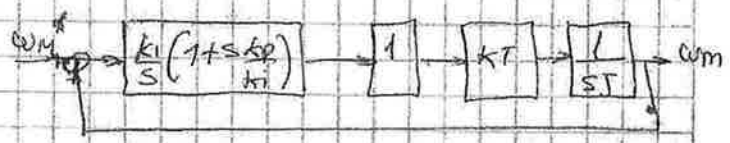
FECHA

Diseño de un control de velocidad y par de un motor de cc controlado por armadura para control en los 4 cuadrantes con transistores

$V_{nom} = 48\ Vdc$, $I_{A\,nom} = 8A$.

- Circuito de aplicacion.
- Lazo cerrado con control de velocidad. Describir la función de transferencia en modo sintetico. Detallar los conceptos del control.
- Eleccion de la frec. del PWM, en base a los sig. criterios: Constante del tiempo del motor y el ripple del par.
- Utilizar la tecnica de modulación mas apropiada unidireccional. Justificar.
- Selección del transistor. Calculo de la tensión y corriente maxima del transistor de potencia
- Si es aplicable, red de ayuda a la conmutación (snubber)
- SOA y driver de base para esta aplicación.
- Protección de sobrecorriente utilizando las propiedades del transistor como sensor.





$$G_a(s) = \frac{K_T K_i}{J}\,\frac{\left(1 + s\,k_p/k_i\right)}{s^2}$$

Pasos para diseñar el control.

1) diagrama de bloq del sist a lazo abierto.
2) Eleccion de ω_c. En este caso se toma una decada por debajo del control de par.
3) Elegir margen de fase ϕ_m. Debe ser $30° < \phi_m < 90°$. Un ϕ_m de 60° es muy aceptable.
   malo — bueno
4) Calcular la ganancia del compensador. Debe ser ganancia unitaria para ω_c a lazo cerrado.
5) Def. el adelantamiento de fase necesario. $\phi_{boost} = \phi_m - P - 90$ → P: corrimiento de fase del modulador.
6) Elegir el tipo de compensador (en este caso se usa PI)
7) Def. del factor K y los componentes del circuito

El PWM debe tener una frec. tal que su periodo sea mucho menor que la constante de tiempo electrica del motor: $T_{PWM} << \tau_{eta}$. De esta forma se reduce la ondulación de corriente (par)

La tecnica de modulación mas apropiada es la PWM ya que con ella se obtiene la menor ondulación de par y el control es sencillo.

Se usan mosfet ya que pueden operar a altas frecuencias y la tension aplicada no es muy grande

$V_{DSmax} = V_A = 48\ Vdc$ $I_{Dmax} = I_A = 8A$.

NOTA

TEMA 1: Teórico

Inversores con transistores

1- Parámetros de rendimiento.

2- Clasificaciones de los inversores con transistores. Distintas configuraciones. Aplicaciones.

3- Análisis de los inversores con transistores en puente completo para aplicaciones monofásicas y trifásicas con las técnicas de modulación SPWM unipolar y bipolar. Comparación.

4- Análisis de la técnica de modulación SVPWM (o SVM) para aplicaciones trifásicas. Calculo de x, y (ciclo de trabajo). Ejemplo de un patrón de conmutación para un cuadrante. Formula de la frecuencia de conmutación del vector espacial en función de la frecuencia de muestreo, ángulo de incremento del paso (STEP), y de la cantidad de bits.

$$\omega = \frac{STEP \cdot f_s}{6 \cdot 2^n}$$

TEMA 2 : PRÁCTICO

Diseño de un inversor trifásico para ser aplicado en un control escalar en un motor asíncrono por la técnica v/f, con las siguientes características:

Vin = 380 Vrms tres fases con neutro.

Vout = 0-380 Vrms tres fases sin neutro.

Fout = 0- 150 Hz, 50 Hz como frecuencia base.

- Diagrama en bloques y circuito general de potencia, incluido el driver de base.
- Calculo de la corriente y tensión máxima del transistor de potencia.
- Utilizar la técnica de modulación SVPWM (o SVM)
- Utilizar IGBT´s
- Si es aplicable, red de ayuda a la conmutación (snubber)
- SOA del transistor de potencia.
- Incluir filtro EMI / RFI

Velez Serfield

TC → Grido

C → Alte Brown

1) Parametros de rendimiento

$HF_n = \frac{V_n}{V_1}$ Factor armónico de la N-ésima componente

$THD_V = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2} / V_1 = \sqrt{\left(\frac{V_{RMS}}{V_1}\right)^2 - 1}$ Distorsion armonica total

$DF = \frac{1}{V_1}\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty}\left(\frac{V_n}{n^2}\right)^2}$ Factor de Distorsion: Distorsion armonica total después de aplicar un filtro de segundo orden a armónico.

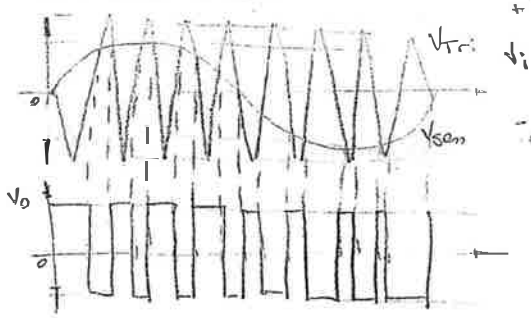
LOH: Armonico de menor orden: Armonico mas cercano a la fundamental cuya amplitud es ≥ 3 dB de la fundamental

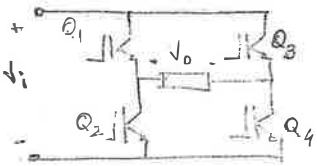
2)

Trifasico
- Onda cuadrado < 120° / 180°
- PWM
- SPWM < Unipolar / Bipolar
- MSPWM
- SVPWM

Monofasico
- Onda cuadrada
- Ctrl de Amplitud y armonicos
- PWM
- SPWM < Unipolar / Bipolar
- MSPWM

3) SPWM Bipolar





Q_1 y Q_4 ON $V_{sen} > V_{Tri}$

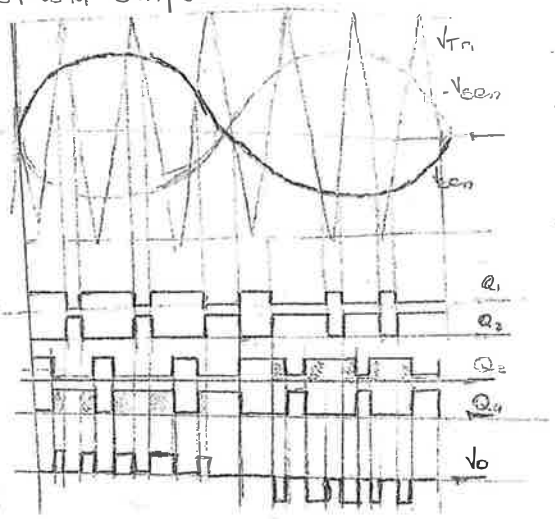
Q_2 y Q_3 ON $V_{sen} < V_{Tri}$

$m_A = \frac{V_{sen}}{V_{Tri}}$ si $0 < m_a < 1 \Rightarrow V_1 = m_a V_{in}$

$m_f = \frac{f_{Tri}}{f_{sen}}$ si m_f no entero produce sobrarmonicos

si $m_f > 9$ y $m_f = k \cdot 3$ con $k = 3, 4, 5 \ldots$ ↓THD

SPWM Unipolar



$V_{sen} > V_{Tri} \rightarrow Q_1$

$V_{sen} < V_{Tri} \rightarrow Q_2$

$-V_{sen} > V_{Tri} \rightarrow Q_3$

$-V_{sen} < V_{Tri} \rightarrow Q_4$

$m_a = \frac{V_{sen}}{V_{Tri}}$ si $0 < m_a < 1 \Rightarrow V_1 = m_a V_1$

$m_f = \frac{f_{Tri}}{f_{sen}}$ si mf entero no hay sobr

si $m_f \geq 9$ y $m_f = 3 \cdot K$ con $K = 3, 4, 5 \ldots$ ↓THD

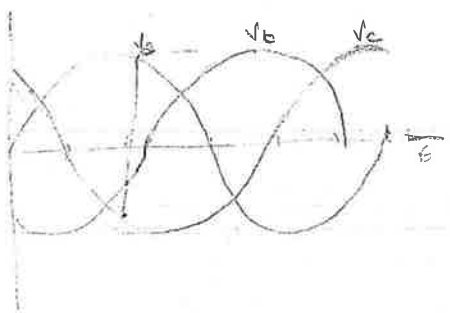
El trifasico es igual solo que hay 3 Vsen desfasadas 120° y 1 sen controla 1 rama.

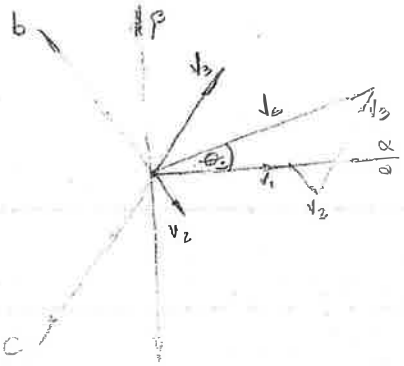
El unipolar tiene ↓THD

4) SVPWM

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = V_{in} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \qquad \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \frac{V_{in}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix}$$

Sintesis del vector





$$V_s = \underbrace{V_a e^{j0}}_{V_1} + \underbrace{V_b e^{j\frac{2}{3}\pi}}_{V_2} + \underbrace{V_c e^{j\frac{4}{3}\pi}}_{V_3}$$

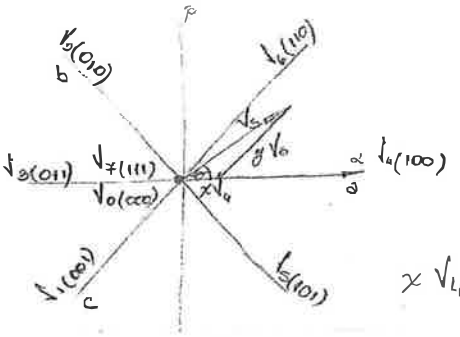
$V_{s\beta} = V_{s\alpha} + V_s =$

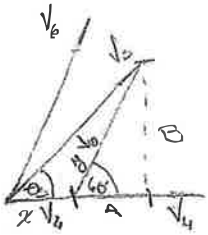
$V_{s\alpha} = V_1 + V_2 \cos(-60) + V_3 \cos 60$

$V_{s\alpha} = V_1 + \frac{V_2}{2} + \frac{V_3}{3}$

$V_{s\beta} = V_2 \operatorname{sen}(-60) + V_3 \operatorname{sen}(60)$

$V_{s\beta} = \frac{\sqrt{3}}{2}(V_3 - V_2)$





$$V_5 = \frac{1}{T_0}\left(xV_4T_5 + yV_6T_5 + zT_5 0\right)$$

$$V_5 = xV_4 + yV_6$$

$$T_0 = xT_5 + yT_5 + zT_0$$

$$1 = x + y + z$$

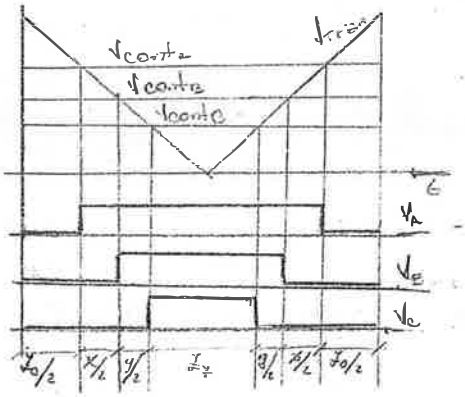
$$xV_4 = V_5\cos\theta_5 - A \Rightarrow A = V_5\cos\theta_5 - xV_4$$

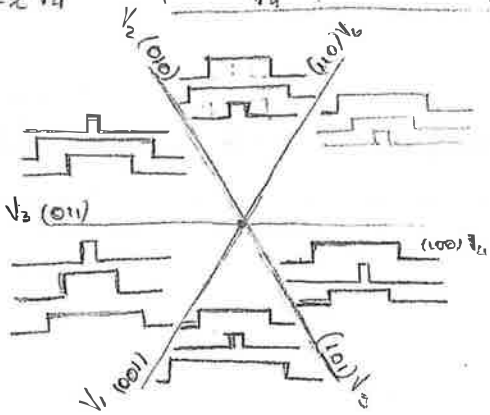
$$B = V_5\,\mathrm{sen}\,\theta_5$$

$$\mathrm{sen}\,60° = \frac{B}{yV_6} = \frac{V_5\,\mathrm{sen}\,\theta_5}{yV_6} \qquad \mathrm{tg}\,60° = \sqrt{3} = \frac{B}{A} = \frac{V_5\,\mathrm{sen}\,\theta_5}{V_5\cos\theta_5 - xV_4} \Rightarrow \boxed{x = \frac{V_5}{V_4}\left(\cos\theta_5 - \frac{\mathrm{sen}\,\theta_5}{\sqrt{3}}\right)}$$

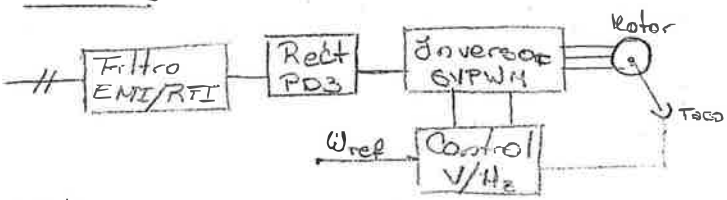
$$\boxed{y = \frac{V_5}{V_6}\cdot\frac{\mathrm{sen}\,\theta_5}{\sqrt{3}/2}}$$

$$\omega_0 = \frac{\text{STEP}\cdot f_c}{6\cdot 2^n}$$

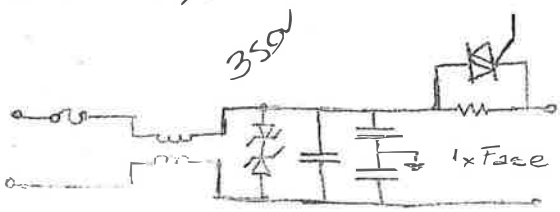


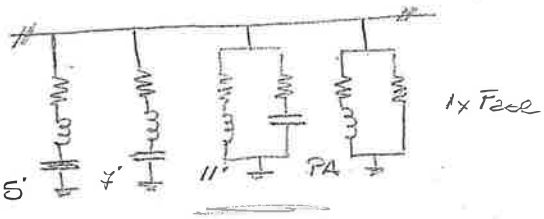


Practica

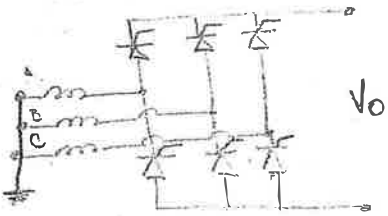


Filtro EMI/RFI



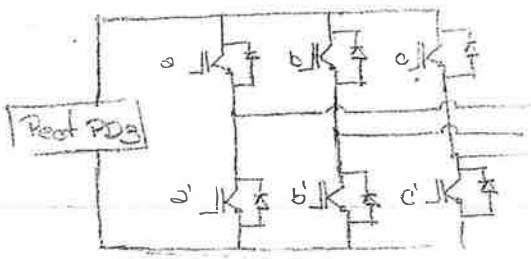


Rect PD3

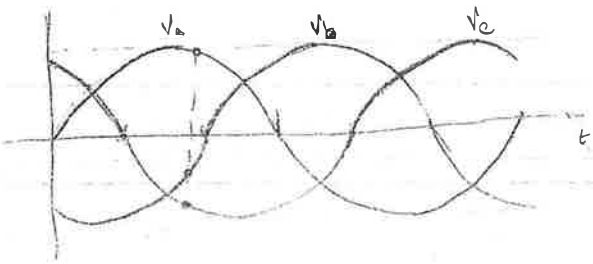


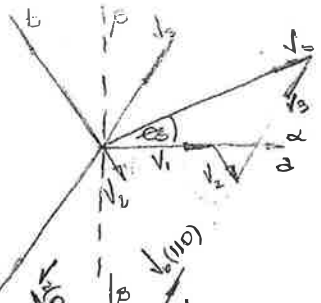
$$V_0 = 537{,}4\ V$$

Inversor SVPWM



$$\begin{bmatrix} V_{AC} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = V_{in}\begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \qquad \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \frac{V_{in}}{3}\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix}$$





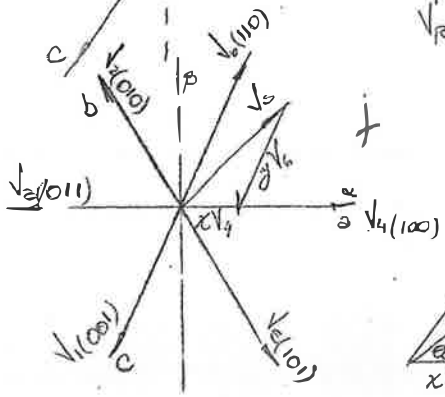
$$V_s = \underbrace{V_{a(t)}\, e^{j\theta}}_{V_1} + \underbrace{V_b\, e^{j\frac{2\pi}{3}}}_{V_2} + \underbrace{V_{c(t)}\, e^{j\frac{4\pi}{3}}}_{V_3}$$

$$V_\alpha = V_a + V_\beta \qquad V_\alpha = V_1 + V_2\cos(-60) + V_3\cos(60)$$

$$V_\alpha = V_1 + \frac{V_2}{2} + \frac{V_3}{2}$$

$$V_\beta = V_2\,\mathrm{sen}(-60) + V_3\,\mathrm{sen}(60)$$

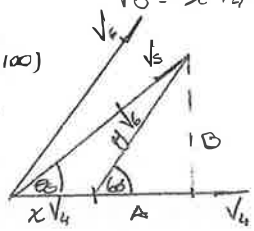
$$V_\beta = \frac{\sqrt{3}}{2}(V_3 - V_2)$$



$$V_s = \frac{1}{T_s}\left(x V_4 T_s + y V_6 T_s + z\,0\,T_s\right)$$

$$V_s = x V_4 + y V_6 \qquad T_s = x T_s + y T_s + z T_s$$

$$1 = x + y + z$$



$$x V_4 = V_s\cos\theta_5 - A \Rightarrow A = V_s\cos\theta_5 - x V_4$$

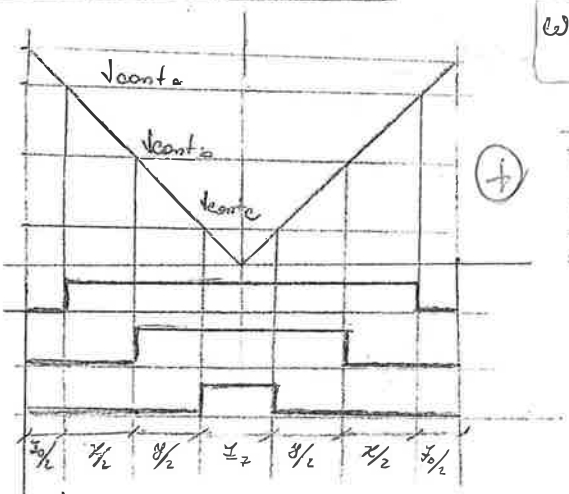
$$B = V_s\,\mathrm{sen}\,\theta_5$$

$$\mathrm{Tg}\,60° = \sqrt{3} = \frac{B}{A} = \frac{V_s\,\mathrm{sen}\,\theta_5}{V_s\cos\theta_5 - x V_4}$$

$$\frac{V_s\,\mathrm{sen}\,\theta_5}{\sqrt{3}} = V_s\cos\theta_5 - x V_4$$

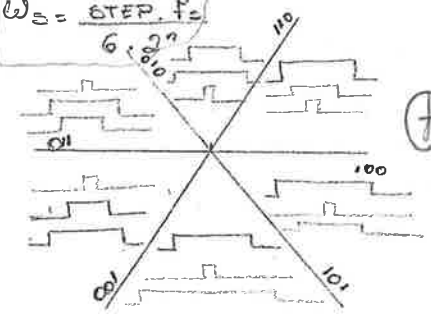
$$\boxed{x = \frac{V_s}{V_4}\left(\cos\theta_5 - \frac{\mathrm{sen}\,\theta_5}{\sqrt{3}}\right)} \quad (+)$$

$$\underset{\sqrt{3}/2}{\mathrm{sen}\,60°} = \frac{B}{y V_6} = \frac{V_s\,\mathrm{sen}\,\theta_5}{y V_6} \Rightarrow \boxed{y = \frac{2}{\sqrt{3}}\frac{V_s}{V_6}\,\mathrm{sen}\,\theta_5} \quad (+)$$



(+)

$$\boxed{\omega_s = \frac{STEP \cdot f_s}{6 \cdot 2^n}}$$

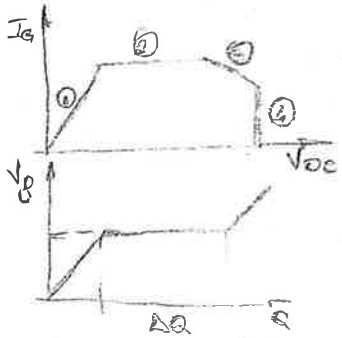


(+)

$V_{CE} > 537{,}4\,V$

$I_{CE} > I_0$

7) SOA + Driver

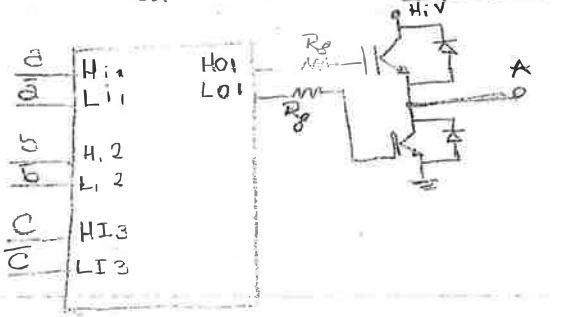


① Limite por R saturación
② Limite por I_G MAX
③ Limite por temperatura
④ Limite por V_{DC} MAX.

$$\frac{\Delta Q}{T_c} = I_G \qquad T_c \geq (t_{on} + t_r) + (t_{off} + t_f)$$

$$R_g = \frac{V_{g\,act} - V_{g\,plano}}{I_G}$$

IR2130

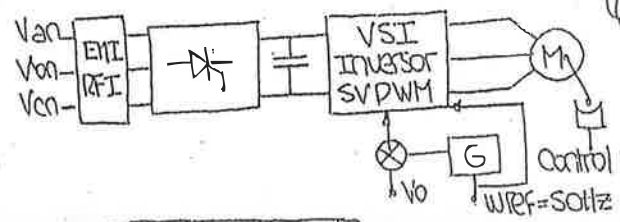


d2: Diseño de un inversor trifásico p/ su aplicación en un control escalar en un motor asíncrono la técnica V/F, con las siguientes características.

- Vin = 380 Vrms tres fases con neutro - Vout = 0-380 Vrms tres fases sin neutro
- Fout = 0-150 Hz, 50 Hz como frec. base

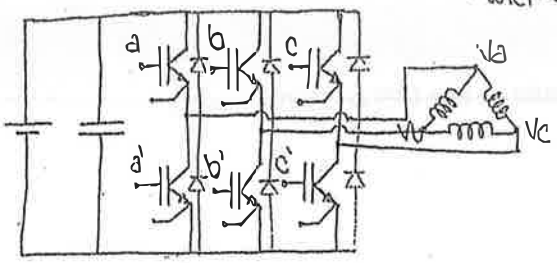
a) Diagrama en bloques y circuito gral de potencia, incluido el driver de base b) Cálculo de la I y V max del transistor de potencia c) Utilizar la técnica de modulación SVPWM (o SVM) d) Utilizar IGBT's e) Si es aplicable, red de ayuda a la conmutación (snubber) f) SOA del transistor de potencia g) Incluir filtro EMI/RFI

a)

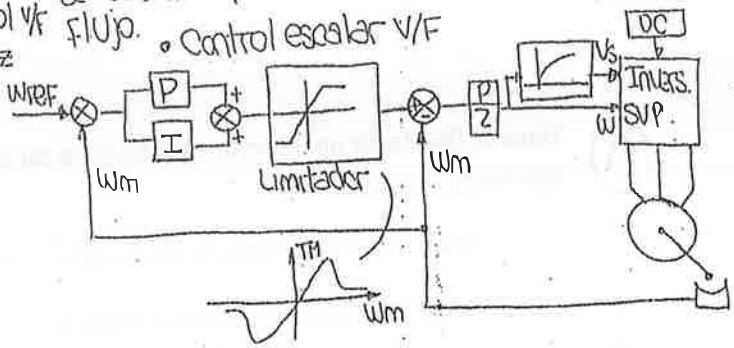


$\varphi = V_o^2$

La ganancia G comanda la relación entre V y F para mantener el flujo cte: cuando f. es baja, el flujo se debilita, por eso se usa Vo. p/ mantener el flujo.



• Control escalar V/F

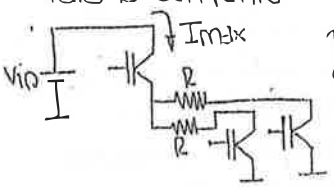


b) • Para la tensión

$V_{CEmax} > V_{inmax}$

$V_{inmax} = 380V\sqrt{2} = 537V.$

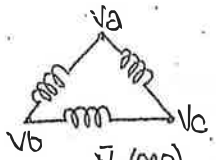
• Para la corriente



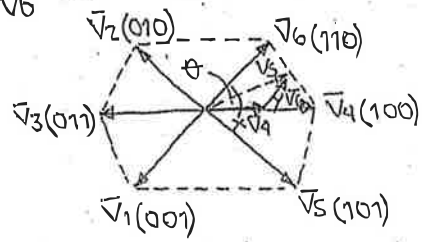
100 arriba
011 abajo

$I_{max} = \frac{V_{in}}{R/2} = \frac{2V_{in}}{R}$

c)



$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = V_{in} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix}$$



$$x = \frac{\hat{V}_5}{\hat{V}_4}\left(\cos\theta - \frac{1}{\sqrt{3}}\operatorname{sen}\theta\right)$$

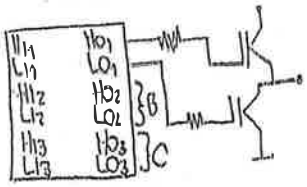
$$y = \frac{2}{\sqrt{3}}\frac{\hat{V}_5}{\hat{V}_6}\operatorname{sen}\theta$$

$$z = 1 - x - y$$

e)

F y g) SOA del transistor pto "e" pág 3. Filtro EMI pto "h" pág 1

b) Driver → usamos IR 2130



EP9

Tema 1: Inversores con transistores.

a) Clasificación. Parámetros de rendimiento
b) Inversor con transistores. Distintas configuraciones. Aplicaciones.
c) Desarrollo completo de los Inversores con transistores en puente completo para aplicaciones trifásicas y monofásicas.
d) Técnicas de modulación.
e) Inversores con tiristores. Conceptos y circuitos básicos.

5 Tema 2: Diseño de un inversor trifásico para ser aplicado en una UPS de 50 KVA con las siguientes características:

Vin= 380 Vrms tres fases con neutro.

Vout=380 Vrms tres fases con neutro.

- ✓ Diagrama en bloques y circuito completo con trasformador de aislación.
- ✓ Utilizar la técnica de modulación SPWM
- ✓ Criterios y restricciones en la selección del índice de modulación de amplitud y el índice de modulación de frecuencia.
- ✓ Criterios del transformador de aislación.
- ✓ Frecuencia enganchada en fase con la red. Circuito.
- ✓ Si es aplicable, red de ayuda a la conmutación (snubber).
- ✓ Selección de transistor de potencia más adecuado para esta aplicación. Justifique.
- ✓ SOA y drive de base del transistor.
- ✓ Arranque suave, protección de sobre corriente.
- ✓ Incluir filtro EMI/RFI.

97 - 100

INV. CON TRANSISTORES TEORICO

Teorico

HOJA N° 5

FECHA

Inversores con transistores.

1- Parametros de rendimiento.
2- Clasificacion de los inversores con transistores. Distintas config. Aplicaciones.
3- Analisis de los inversores con transistores en puente completo para aplicaciones monofasicas y trifasicas con las tecnicas de mod. SPWM unipolar y bipolar. Comparacion.
4- Analisis de la tecnica de modulación SVPWM o SVM para aplicaciones trifasicas. Calculo de X, y (Ciclo de trabajo). Ejemplo de un patron de conmutación para un cuadrante. Formula de la freq. de conmutación del vector espacial en función de la frecuencia de muestreo, angulo de incremento del paso (Step) y cantidad de bits.

1- Factor armonico de enesima componente.

$HF_n = \frac{V_n rms}{V_1 rms}$ → Rms de la fundamental.
$V_n rms$ → Rms de la enesima armonica

• Dist. armonica total

$$THD_i = \frac{\sqrt{I_{rms}^2 - I_{1rms}^2}}{I_{1rms}} \qquad THD_v = \frac{\sqrt{V_{rms}^2 - V_{1rms}^2}}{V_{1rms}}$$

• Factor de distorción: $DF = \frac{1}{V_1}\left[\sum_{n=2}^{\infty}\left(\frac{V_n^2}{n}\right)^2\right]^{1/2}$ Por c/componente $DF = \frac{V_n^2}{V_1 n}$

Armonica de menor orden. (LOH): Aquella componente mas cercana a la fundamental con una amplitud minima del 3% de la misma.

2- Clasif. de los inversores → CSI (inv de fuente de corriente)
→ VSI (inv. fuente de tensión)

monofasicos → Trifasicos

- onda cuadrada
- PWM
- SPWM → unipolar, bipolar
- SMPWM.

- PWM
- SPWM
- SVPWM
- onda cuadrada a 180°
- onda cuadrada a 120°

Los conf. pueden ser de medio puente o puente completo
Para baja y mediana potencia se usan con salida cuadrada
Para alta potencia se usan con salida senoidal

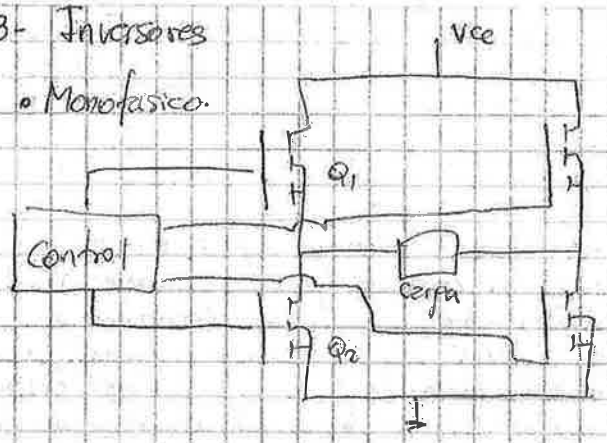
Las tensiones monofasicas son 220/50Hz, 110/60Hz, 115/400 Hz.

Las tensiones trifasicas son: 220/320 50Hz, 115/308 60Hz, 110/300 400Hz → industrial.

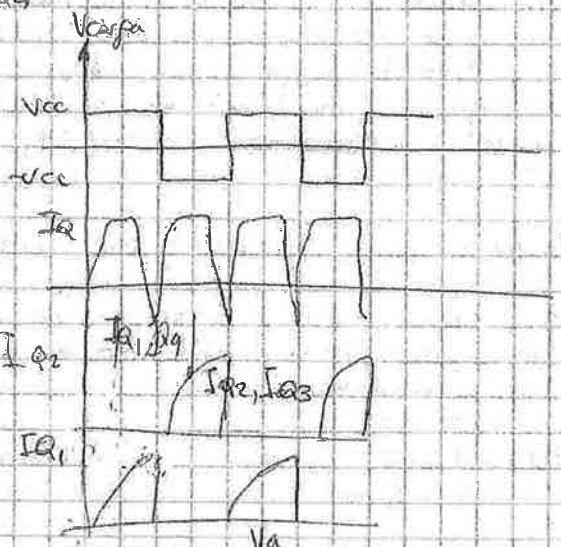
NOTA

3- Inversores

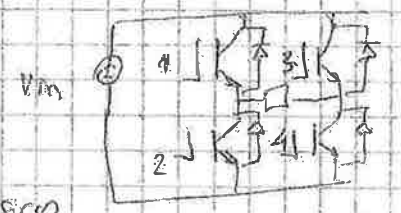
- Monofasico.



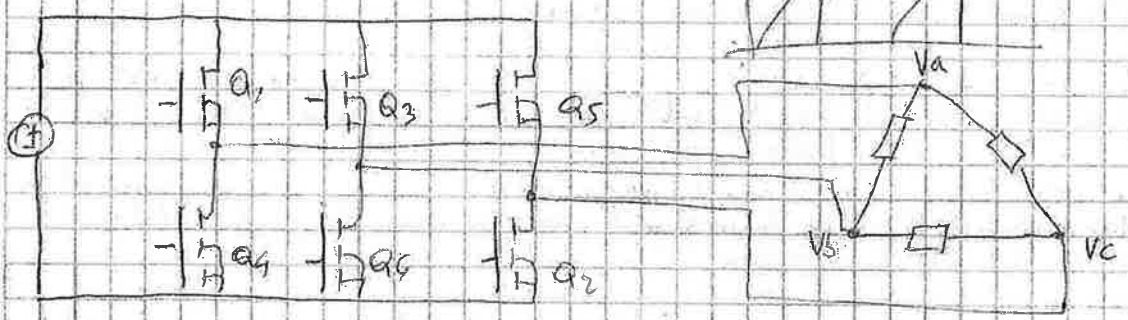
Modo	Salida	Qon	Qoff
1	Vcc	Q_1, Q_4	Q_2, Q_3
2	0	0	Q_1, Q_2, Q_3, Q_4
3	-Vcc	Q_2, Q_3	Q_1, Q_4
4	0	0	Q_1, Q_2, Q_3, Q_4.



Se observa la cte en los transistores para la carga



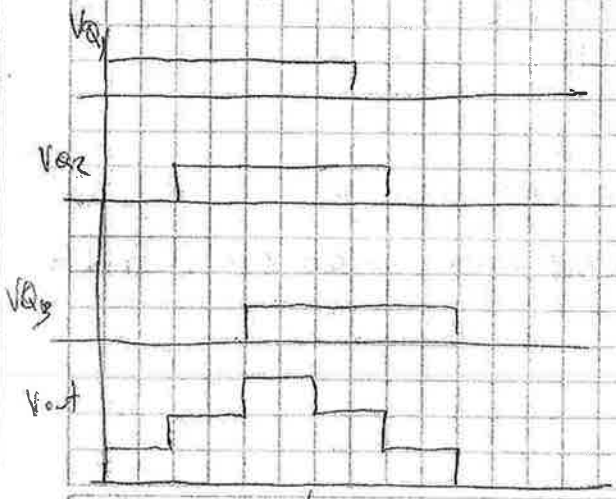
- Trifasico



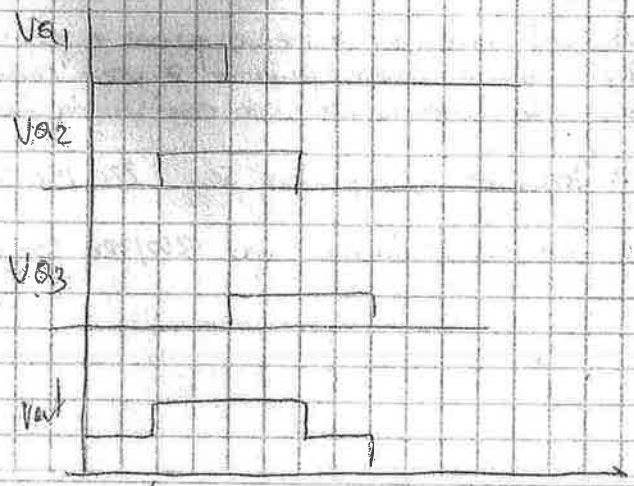
El disparo de los transistores se realiza siguiendo una secuencia, la cual nos genera 3 señales desfasadas 120° (V_{an}, V_{bn}, V_{cn}), constituyendo una señal trifasica.

Los disparos se pueden efectuar de varias maneras. Dos de ellas son con conducciones de 120 y 180° cada transistor.

Conduccion 180°



Conduccion 120°



En la sig. conmutación se genera el semiciclo negativo.

HOJA N°

FECHA

Los transistores son disparados a intervalos de $\pi/3$.

SPWM: La mod. por ancho de pulso senoidal es una modulación en la cual comparamos una señal portadora senoidal y a partir de esto logramos modular.

Tenemos 2 índices importantes

- m_f índice de mod. de frec es igual a $m_f = \frac{V_{port}}{V_{mod}} = \frac{V_{triang}}{V_{sen}}$

Se presentan 2 casos: Si m_f es un número entero las señales coinciden en su cruce por cero y se dice que es sincrónica.

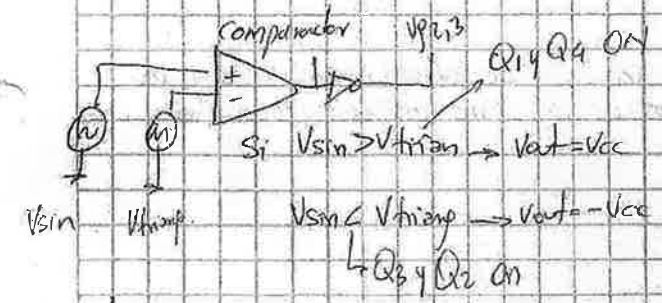
Si esto no ocurre, es decir, m_f no es un número entero se van a generar subarmónicas a la salida.

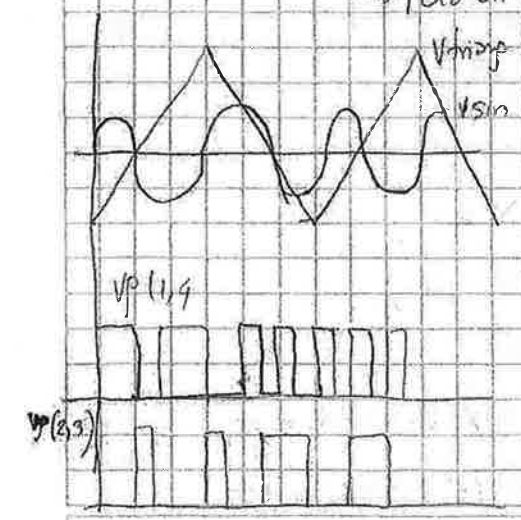
- El m_a es el índice de amplitud $m_a = \frac{V_{mod}}{V_{port}} = \frac{V_{sen}}{V_{triang}}$

También se presentan 2 casos, si $m_a < 1$ la amplitud de la primer armónica es prop. a m_a esto es $V_1 = k\, m_a$. Si $m_a > 1$ existe sobremodulación y esta relación no se cumple

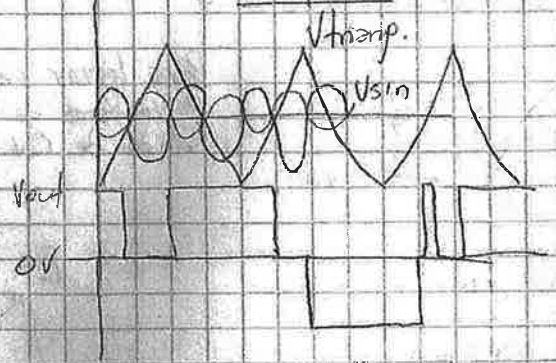
SPWM Bipolar

Comparamos una senoidal con la triangular. Nos genera armónicas pares e impares a la salida.

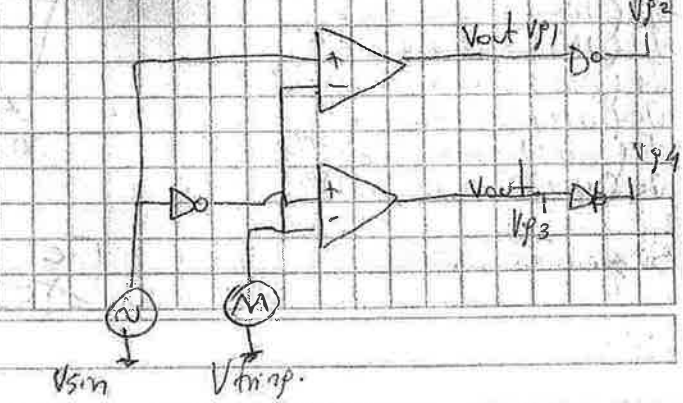




Unipolar



Comparamos la señal triangular con la señal senoidal dos veces, una de las veces está invertida.



NOTA

Para este caso tenemos que

$V_{sin} > V_{triang} \rightarrow V_{out} = V_{cc}$; $-V_{sin} > V_{triang} \rightarrow V_{out} = -V_{cc}$

$V_{triang} > V_{sin} \rightarrow V_{out} = 0$; $V_{triang} > -V_{sin} \rightarrow V_{out} = 0$

Debido a este tipo de modulación el contenido armonico generado es para el caso menor.

Concluimos que el SPWM unipolar tiene menor distorción, menor THD

4- SVPWM.

Aprovecha los avances tecnologicos en lo que se refiere a DSP debido a que usamos cantidades vectoriales para el manejo del sistema.
El vector de espacio es la secuencia de conmutación que se aplicará al motor para lograr a la salida el menor contenido armonico.

Tensiones de linea

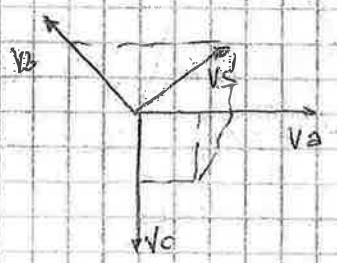
$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix}$$

tensiones de fase

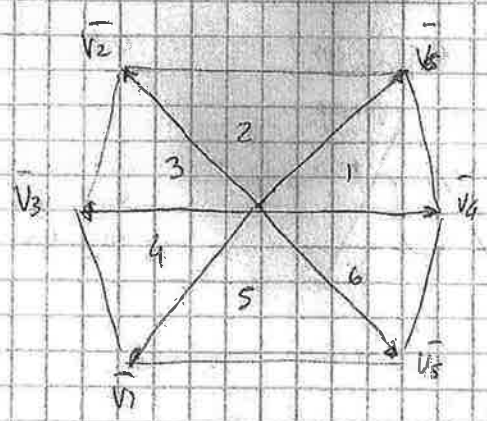
$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix}$$

Si partimos de un vector V_s en funcion de a,b,c tenemos:

$$V_s = V_a e^{j0} + V_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_c e^{j\frac{4\pi}{3}}$$



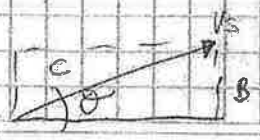
Para lograr una secuencia de conmutacion puedo lograr 8 vectores de los cuales 2 no los utilizo por tener una salida de 0V



La secuencia sería

$\bar{V}_s(000) = \bar{V}_8 = 0$
$\bar{V}_s(111) = V_7 = 0$
$\bar{V}_s(100) = V_4 = V_{in} e^{j0}$
$\bar{V}_s(110) = V_6 = V_{in} e^{j\pi/3}$
$\bar{V}_s(010) = V_2 = V_{in} e^{j2\pi/3}$
$\bar{V}_s(011) = V_3 = V_{in} e^{j\pi}$
$\bar{V}_s(001) = V_1 = V_{in} e^{j4\pi/3}$
$\bar{V}_s(101) = V_5 = V_{in} e^{j5\pi/3}$

Si queremos sintetizar el vector



$\bar{x} \cdot V_4 = A V\cos\theta$

$\bar{y} \cdot V_6 = V_s \operatorname{sen}\theta$.

NOTA

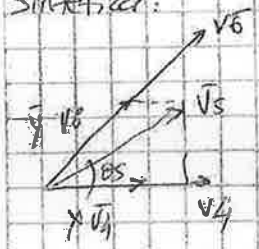
HOJA N°

FECHA

Es necesario que encontremos las velocidades $\bar{x}\,V_4$ e $\bar{y}\,V_6$ para poder sintetizar el vector. La componente en z en este caso es igual a cero

$$\bar{V}_S = (\bar{x}\,V_4 + \bar{y}\,V_6 + \bar{z}\cdot 0)\,T_S \cdot \frac{1}{T_S}$$

Sintetizar:



$$V_S = \frac{1}{T_S}\left(x\,T_j\,V_4 + y\,T_j\,\bar{V}_6 + z_0\,T_j\,\bar{V}_7\right)$$

$x + y + z_0 = 1$ $\quad x\,T_j$ = interv. de duración de V_4

$y\,T_j$ = interv. " " " V_6

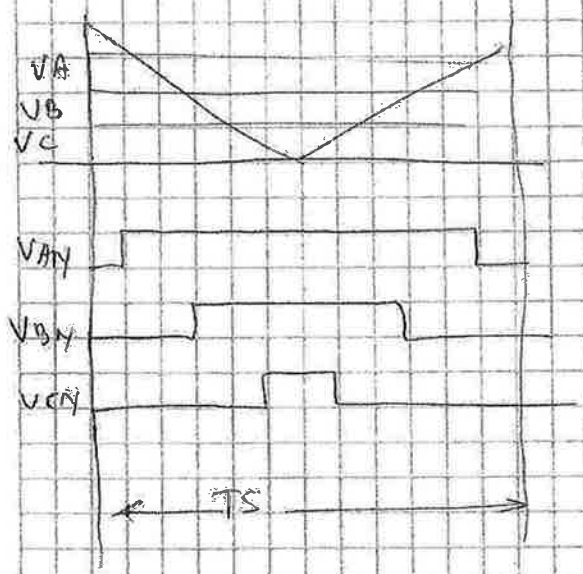
$x\,\bar{V}_4 + B = \bar{V}_S \cos\theta_S$

$\Delta = \bar{V}_S \operatorname{sen}\theta_S$, $\quad \frac{\Delta}{B} = tg\,60 = \sqrt{3}$ $\quad B = \frac{\Delta}{\sqrt{3}} = \frac{V_S \operatorname{sen}\theta}{\sqrt{3}}$

$x\,\bar{V}_4 = \bar{V}_S \cos\theta_S - \frac{V_S \operatorname{sen}\theta_S}{\sqrt{3}}$ $\quad \boxed{x = \frac{\bar{V}_S}{V_4}\left(\cos\theta_S - \frac{\operatorname{sen}\theta_S}{\sqrt{3}}\right)}$

$\Delta = y\,\bar{V}_6 \operatorname{sen} 60°$

$V_S = \operatorname{sen}\theta_S = y\,\bar{V}_6\,\frac{\sqrt{3}}{2}$ $\quad \boxed{y = \frac{\bar{V}_S}{V_6}\,\frac{2}{\sqrt{3}}\,\operatorname{sen}\theta_S}$



$\omega = \frac{Step \cdot f_s}{6.2^{m}}$ → freq muestreo

Step → ang. incr. de paso

m → cant. de bits

NOTA

INVERSORES - PRACTICO

Practico.

HOJA N°

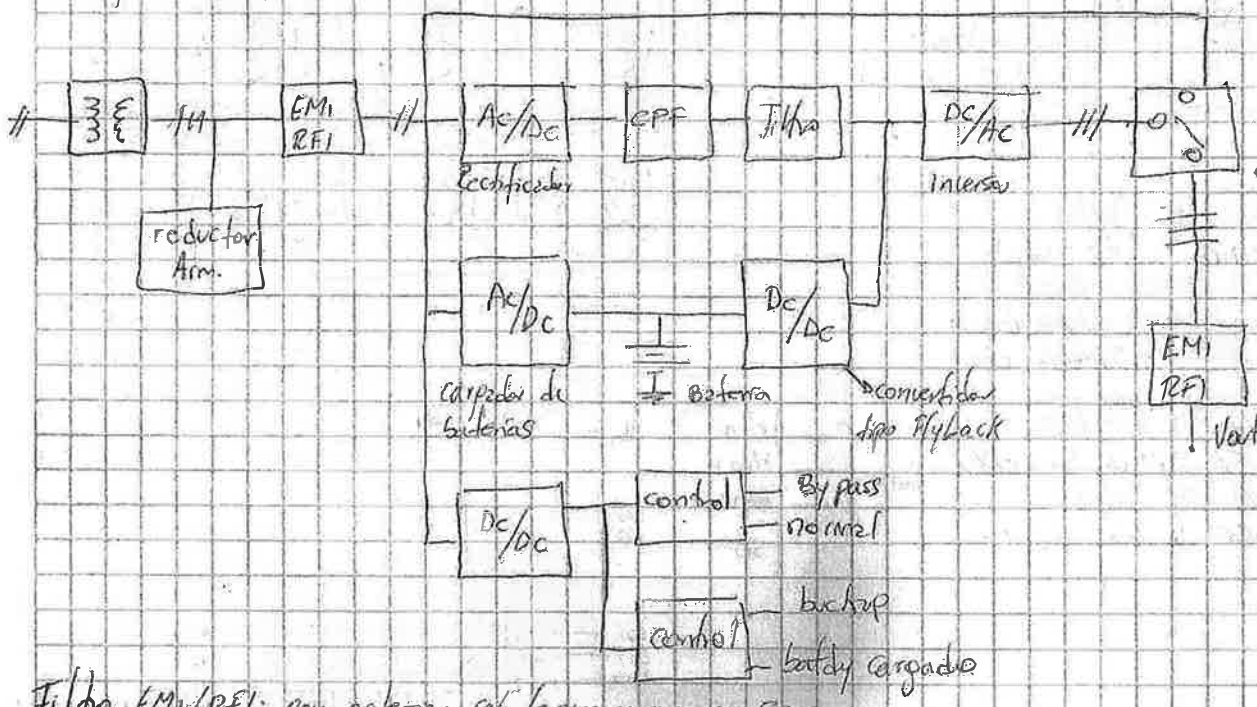
FECHA

Diseño de inversor trifasico.

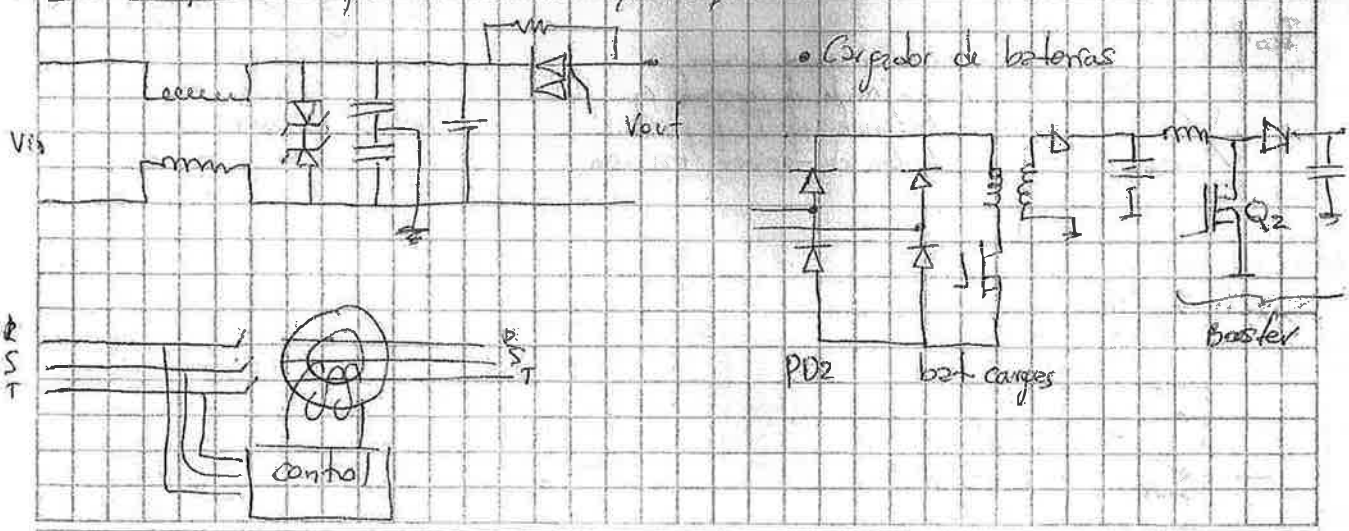
Vin = 380 Vrms 3 fases con neutro.
Vout = 380 Vrms 3 fases con neutro.

- Diseño on line.
- Metodo de sincronismo con la red
- Tecnica SPWM
- Carga equilibrada

- Selección y calculo de los dispositivos de potencia. Justificar
- Diseñar filtro de entrada de la linea para eliminar los armonicos generados a la red por el rectificador.
- Red snubber, si es aplicable
- Driver de compuerta del transistor
- Arranque suave, protección sobre corriente.

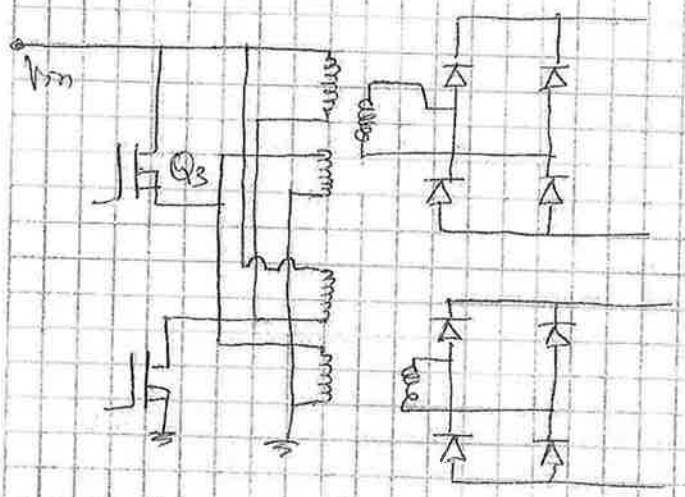


- Filtro EMI/RFI: con protección sobretensión y arranque suave

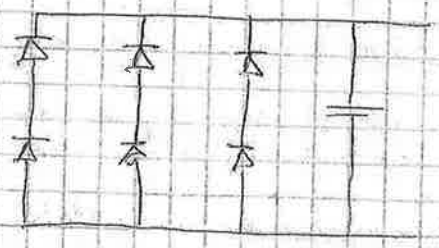


NOTA

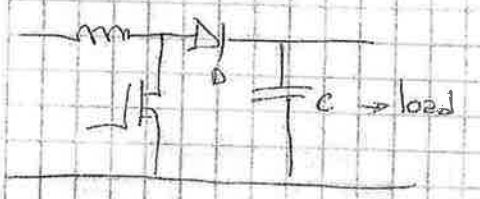
• Convertidor DC/DC



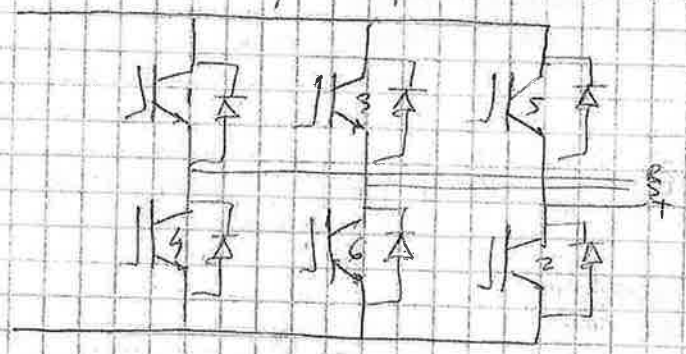
Rectificador PD3



• Corrector factor de potencia



• Inv. trifasico pte completo

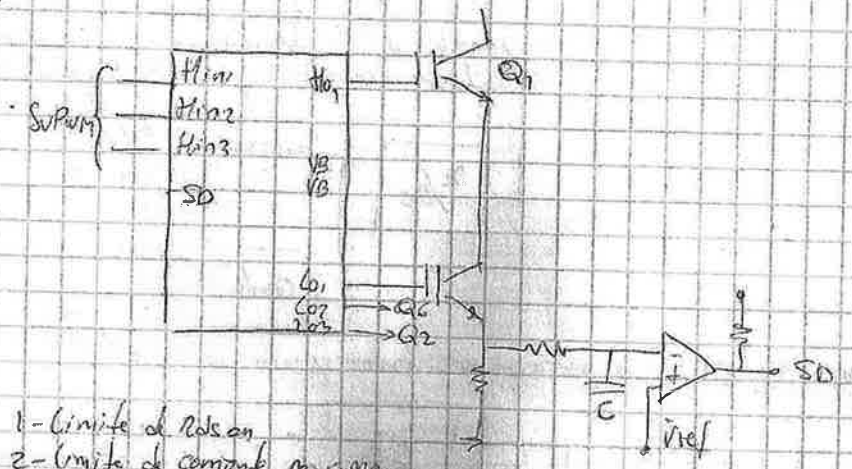


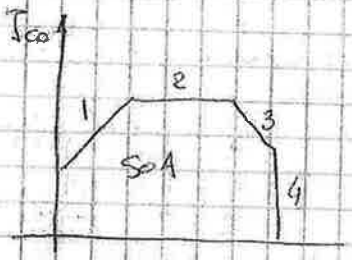
Tecnica SV-PWM

IGBT. $I_{cmax} = 600A$
$V_{cemax} = 1000V$
$f_{smax} = 50kHz$

No se aplica snubber.

• Driver de los IGBT:

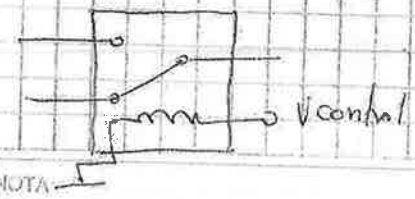




1- Limite de Rdson
2- Limite de corriente maxima
3- Limite de T° de juntura
4- Lim de tension maxima.

Prot. de corriente

Switch bypass



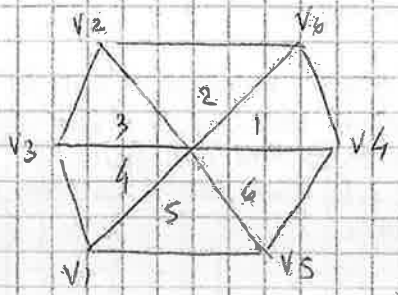
NOTA

HOJA N°

FECHA

Tecnica SV-PWM

4 $V_3(100) = V_4$
6 $V_{in}(110) = V_6$
2 $V_{in}(010) = V_2$
3 $V_{in}(011) = V_3$
1 $V_{in}(001) = V_1$
5 $V_{in}(101) = V_5$
0 $V_{in}(000) = 0$
7 $V_{in}(111)$



A traves de dos vectores basicos nulos y los vectores nulos podemos hallar el vector $\bar{V}_s$

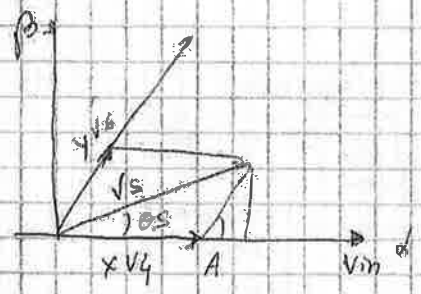
$$V_s = \frac{1}{T_s}\left(X T_s V_4 + Y T_s V_6 + Z T_s 0\right)$$

$$T_s = \left(X T_s + Y T_s + Z T_s\right)$$

Siendo: XT_s tiempo de $\bar{V}_4$
YT_s tiempo de $\bar{V}_6$

En forma polar

$$\bar{V}_s = X \underbrace{V_{in}(t)\, e^{j0}}_{\bar{V}_4} + Y \underbrace{V_{in}(t)\, e^{j2\pi/3}}_{\bar{V}_6}$$



$$tg\, 60 = \frac{O}{A} \quad \therefore \quad O = V_s \operatorname{sen} \theta_s$$

$$A = \frac{1}{\sqrt{3}} O \qquad A = \frac{1}{\sqrt{3}} V_s \operatorname{sen} \theta_s$$

$$X V_4 = V_s \cos \theta_s - A$$

$$X V_4 = V_s \cos \theta_s - \frac{1}{\sqrt{3}} \operatorname{sen} \theta_s$$

$$X = \frac{V_s}{V_4}\left[\cos \theta_s - \frac{1}{\sqrt{3}} \operatorname{sen} \theta_s\right]$$

$$\operatorname{sen} 60 = \frac{O}{Y V_6}$$

$$Y V_6 = \frac{1}{\sqrt{3}} V_s \operatorname{sen} \theta_s$$

$$Y = \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{V_s}{V_6} \operatorname{sen} \theta_s$$

Practico.

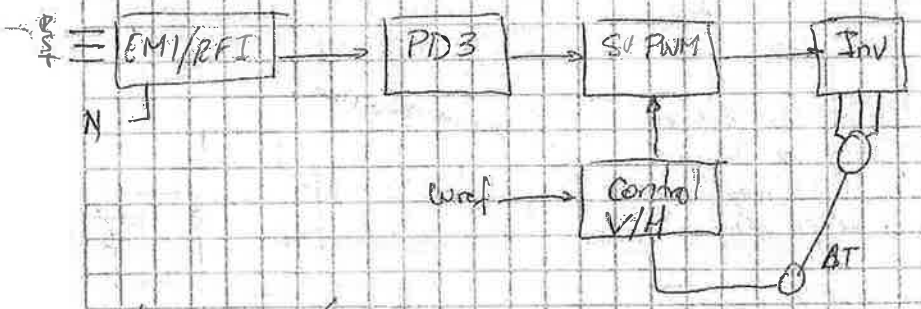
HOJA Nº 5

FECHA

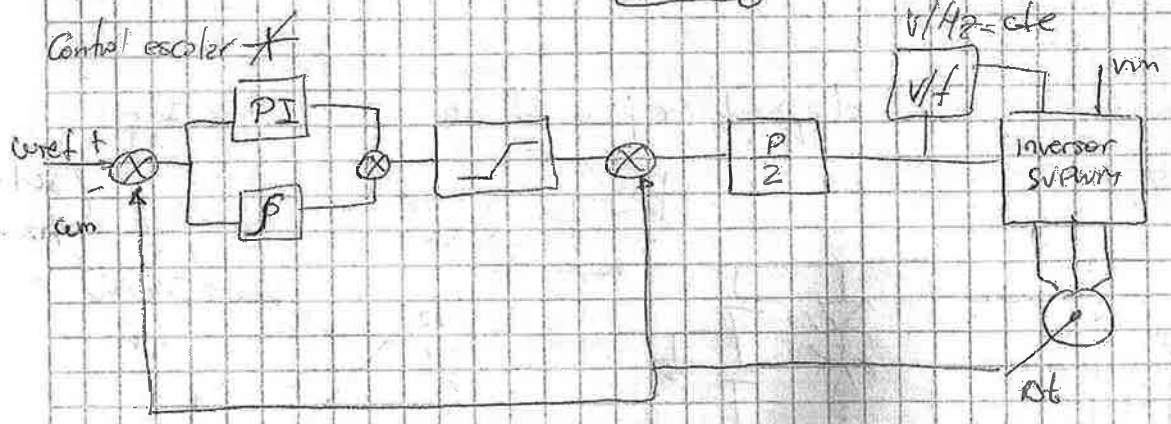
Diseño de un inversor trifasico para ser aplicado en un control escalar en un motor asincrono por la tecnica V/f con.

Vin = 380 Vrms tres fases con neutro. ; fout = 0 - 150Hz ; 50Hz como freq. base.
Vout = 0 - 380 Vrms 3 fases sin neutro ;

- Diagrama en bloques y circuito general de potencia, incluido el driver de base
- Calculo de la corriente y tensión maxima del transistor de potencia.
- Utilizar la tecnica de modulación SVPWM o (SVM).
- Si es aplicable, red de ayuda a la conmutacion (Snubber)
- SOA del transistor de potencia.
- Incluir filtro EMI/RFI

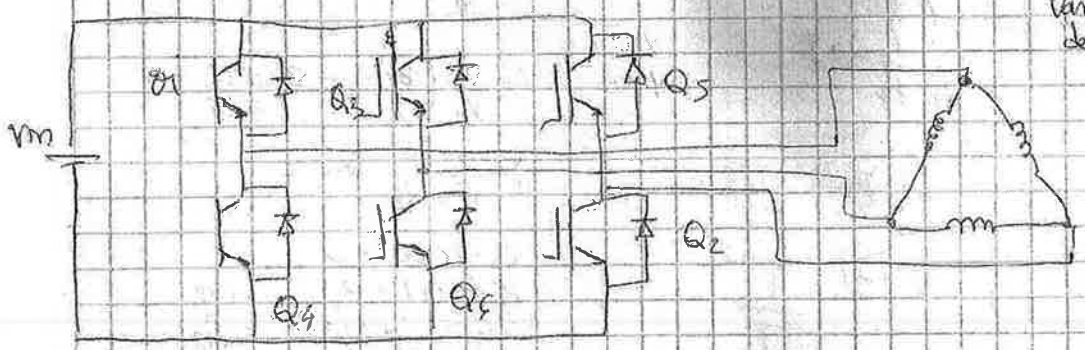


Control escalar



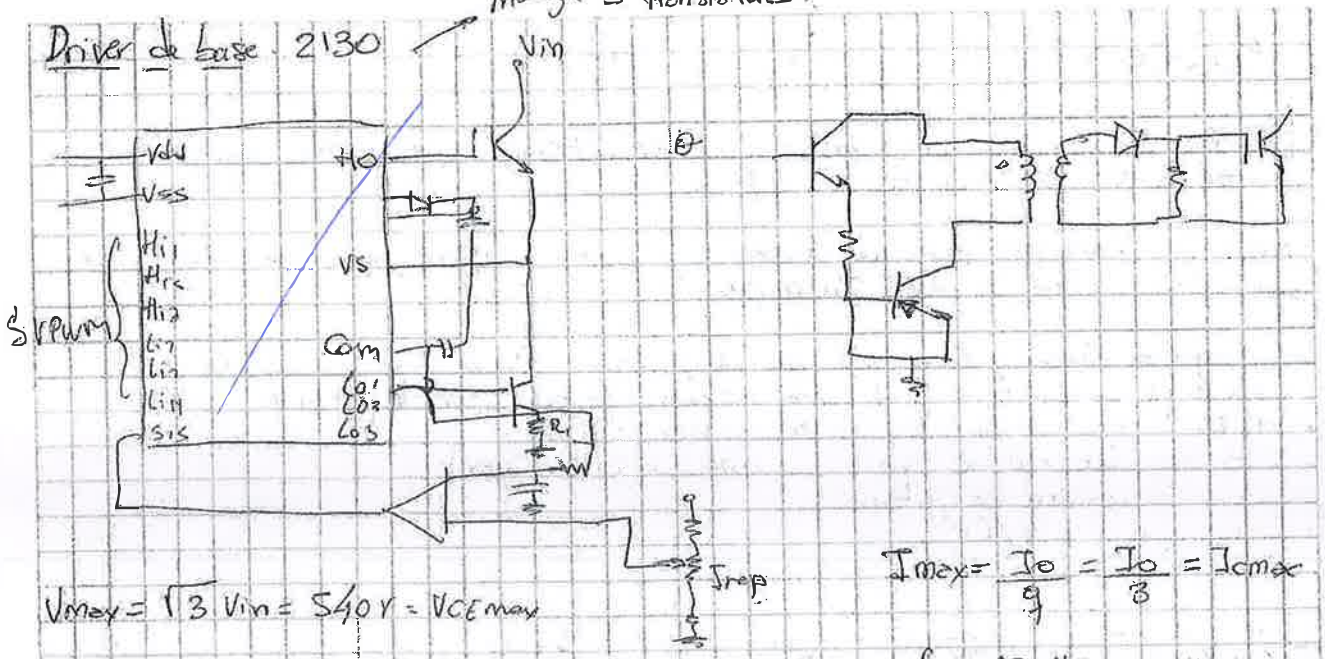
Usamos un rect. no controlado.

Con SVPWM con control escalar V/H, se puede variar la freq y la tensión de las señales aplicadas al motor, disminuyendo el contenido armonico



NOTA

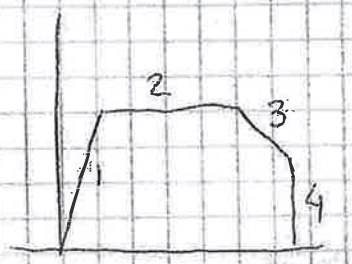
Driver de base 2130 → maneja 3 transistores



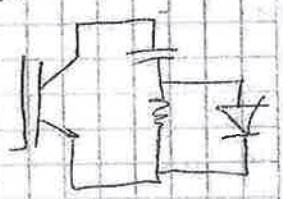
$V_{max} = \sqrt{3}\, V_{in} = 540\,V = V_{CEmax}$

$I_{max} = \frac{I_o}{9} = \frac{I_o}{3} = I_{cmax}$

$f_{sw} = 150\,Hz$



1 - Límite por Rds on
2 - Límite por Icmax → Potencia máxima
3 - Límite por max temp. de encapsulado
4 - Límite por VCEmax



Uso red Snubber SO si durante el apagado cae fuera del SOA

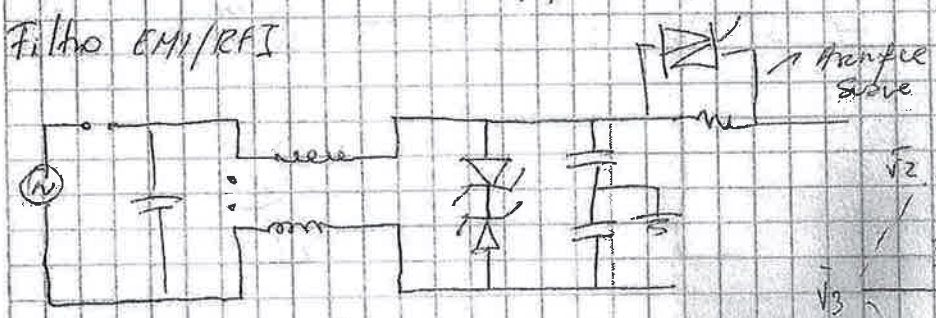
$I_{rms} = \frac{I_{out}}{\sqrt{3}}$

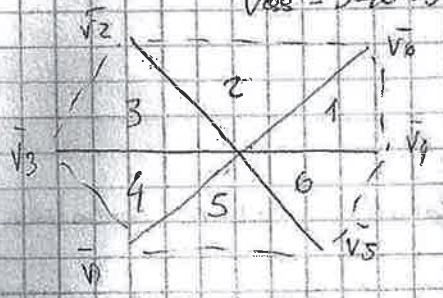
$I_{AV} = \frac{I_{out}}{3}$

$V_{CE} = 540\,V$

Sel. del transistor.

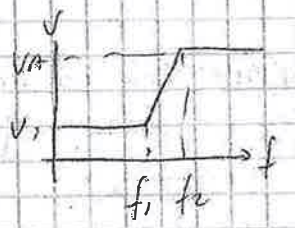
Filtro EMI/RFI





$\frac{1}{T}(x_i$

Control V/f



$X \cdot \bar{V}_4$

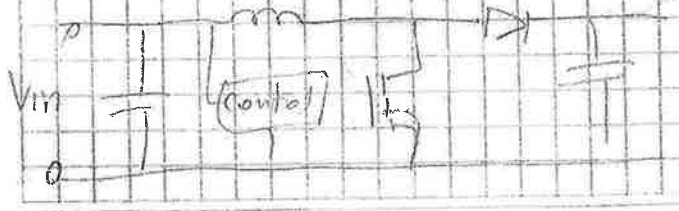
$Y \cdot \bar{V}_6$

$X = \frac{\bar{V}_s}{V_4}\left(\cos\theta_s - \frac{\operatorname{sen}\theta_s}{\sqrt{3}}\right)$

$Y = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_s}{V_6} \operatorname{sen}\theta_s$

Si quiero con una fuente que pida UPS online

topología



$V_s = (000) = 0$

$V_s = (111) = 0$

$V_s = (001) = V_1 = V_{in}\, e^{j\frac{4\pi}{3}}$

$V_s = (010) = V_2 = V_{in}\, e^{j\frac{2\pi}{3}}$

$V_s = (011) = V_3 = V_{in}\, e^{j\pi}$

$V_s =$

0.061

NOTA

TEMA 1: TEÓRICO

FUENTES CONMUTADAS CON TRANSISTORES.

1. Análisis en estado estacionario:

   1.1 Análisis del convertidor BOOST en modos continuo y discontinuo. Calculo de Kcritico. Curva k = f (D). Análisis.

   1.2 Calculo del inductor y capacitor de potencia.

   1.3 Relación de conversión en estado estacionario en CCM (modo de conducción continuo).

   1.4 Relación de conversión en estado estacionario en DCM (modo de conducción discontinuo)

2. Comparación del capacitor de potencia del convertidor forward y flyback aislados.

3. Análisis dinámico:

Conceptos generales sobre el lazo cerrado de tensión en fuentes conmutadas. Conclusiones generales para el caso del convertidor buck y buck/boost.

TEMA 2: PRÁCTICO

Diseño de fuente conmutada aislada bidireccional forward con transistores para ser aplicado en una carga con las siguientes especificaciones:

Vin = 380 VRMS

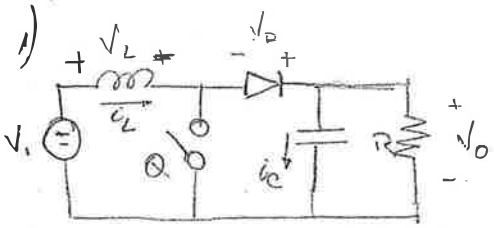
Vout : 24-28 V

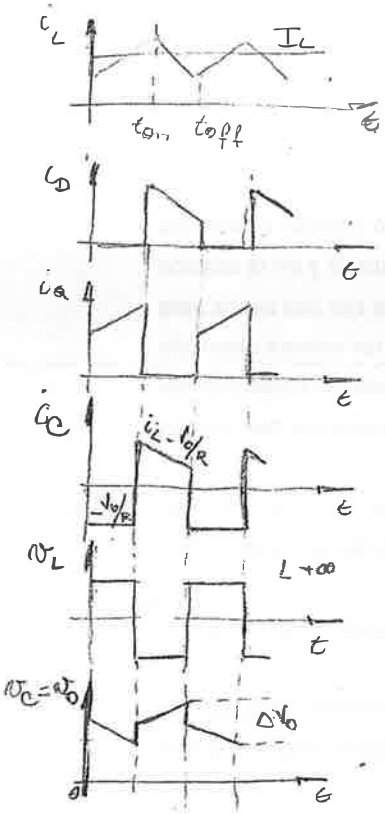
Iout max : 200 A

Fsw = 40 kHz (frecuencia de conmutación)

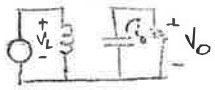
- ☑ Circuito general de potencia, selección del transistor (justificar) más la etapa driver de los transistores de potencia.
- ☑ Análisis del rango de variación de D para 24 y 28V con tensión de entrada constante.
- ☐ Calculo de la corriente y tensión máximas en los transistores de potencia.
- ☑ Selección del PWM. Conectar el PWM en el lado de salida. Diseño del transformador de aislación. Las fórmulas / conceptos más importantes para esta aplicación.
- ☑ SOA del transistor.
- ☐ Red de ayuda en la comunicación (snubber), si es aplicable.
- ☑ Arranque suave, protección de sobre corriente.

1)



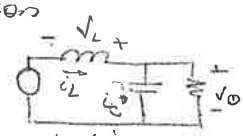


Durante t_{on}



$$V_L = L\frac{di_L}{dt} = V_1 = \frac{\Delta i_L^+ L}{t_{on}} \Rightarrow \Delta i_L^+ = \frac{V_1}{L}DT \qquad t_{on} = \frac{\Delta i_L^+ L}{V_1}$$

Durante t_{off}



$$V_L = L\frac{di_L}{dt} = V_0 - V_1 = L\frac{\Delta i_L^-}{t_{off}} \Rightarrow \Delta i_L^- = \frac{V_0 - V_1}{L}(1-D)T$$

$$t_{off} = \frac{L}{V_0 - V_1}\Delta i_L$$

- $M(D)$ $\quad \Delta i_L^+ = \Delta i_L^-$

$$\frac{V_1}{L}DT = \frac{V_0 - V_1}{L}(1-D)T \Rightarrow V_1 D = V_0(1-D) - V_1 + V_1 D$$

$$M(D) = \frac{V_0}{V_1} = \frac{1}{(1-D)} \qquad V_0 = V_1/(1-D)$$

- Calculo L: $T = t_{on} + t_{off}$

$$\frac{1}{f_s} = \frac{\Delta i_L L}{V_1} + \frac{L\Delta i_L}{V_0 - V_1} = \frac{L\Delta i_L}{V_1} + \frac{L\Delta i_L}{\frac{V_1}{1-D} - V_1}$$

$$\frac{1}{f_s} = \frac{L\Delta i_L}{V_1} + \frac{L\Delta i_L(1-D)}{V_1 - V_1(1-D)} = \frac{L\Delta i_L}{V_1} + \frac{L\Delta i_L(1-D)}{V_1 - V_1 + V_1 D}$$

$$\frac{1}{f_s} = \frac{L\Delta i_L}{V_1 D} \Rightarrow \boxed{L = \frac{V_1 D}{f_s \Delta i_L}}$$

- Calculo C:

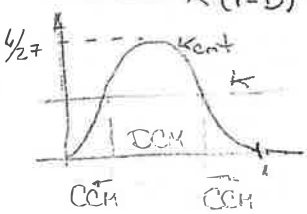
$$i_{C(t)} = C\frac{dV_C}{dt} \Rightarrow -\frac{V_0}{R} = C\frac{-\Delta V_0}{DT} \Rightarrow \boxed{C = \frac{D V_0}{f_s R \Delta V_0}}$$

Limite CCM DCM

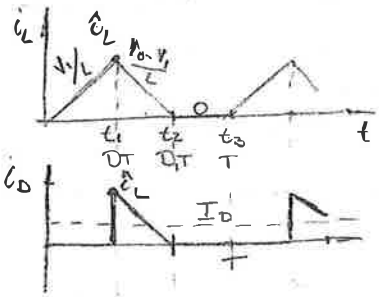
$$\int_0^T i_{C(t)}dt = 0 \Rightarrow i_{C_{on}} + i_{C_{off}} = -\frac{V_0}{R}DT + \left(I_L - \frac{V_0}{R}\right)(1-D)T = 0$$

$$-\frac{V_0}{R}D + I_L(1-D) - \frac{V_0}{R} + \frac{V_0}{R}D = 0 \Rightarrow I_L = \frac{V_0}{R(1-D)} = \frac{V_1}{R(1-D)^2}$$

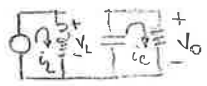
$$\frac{V_1}{R(1-D)^2} < \frac{V_1 DT}{2L} \Rightarrow \underbrace{\frac{2L}{RT}}_{K} < \underbrace{\frac{D}{(1-D)^2}}_{K_{crit}}$$



Analisis en DCM



$0 < t < t_1$



$$\Delta i_L = \frac{V_1}{L}DT$$

$t_1 < t < t_2$

$$\Delta i_L = \frac{(V_0 - V_1)}{L}D_1 T$$

$$\frac{V_1}{\cancel{L}}D\cancel{T} = \frac{(V_0 - V_1)}{\cancel{L}}D_1\cancel{T} \Rightarrow V_1 D = V_0 D_1 - V_1 D_1$$

$$V_1(D + D_1) = V_0 D_1 \Rightarrow \frac{V_0}{V_1} = \frac{D + D_1}{D_1}$$

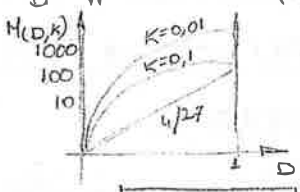
$$|I_D| = \frac{D_1 T \cdot \hat{i}_L}{2} \cdot \frac{1}{T} = \frac{D_1 \hat{i}_L}{2}$$

$$\hat{i}_L = \frac{V_1}{L} \cdot DT \Rightarrow |I_D| = \frac{D_1 V_1 D T}{2L} = \frac{V_0}{R} \quad \text{ya que } |I_D| = |I_C| + |I_R| \text{ y } |I_C| = 0 \text{ y } |I_R| = \frac{V_0}{R}$$

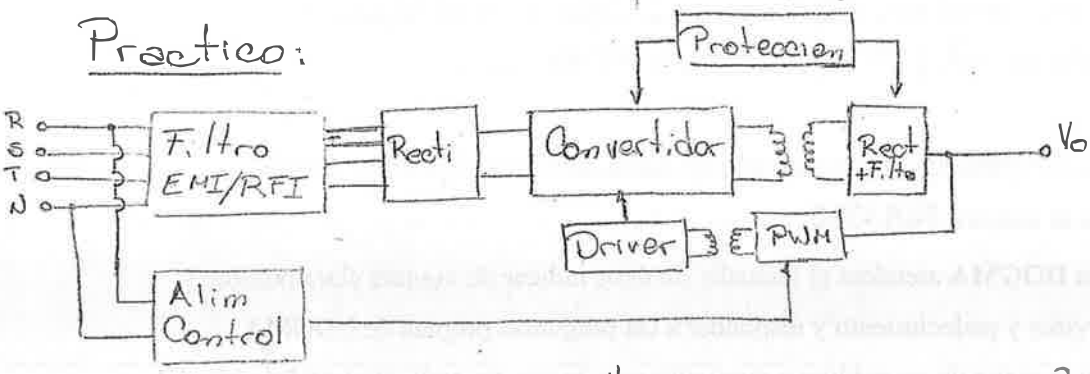
$$\Rightarrow \frac{V_0}{V_1} = \frac{D_1 D}{2L/RT} \Rightarrow D_1 = \frac{K}{D}\frac{V_0}{V_1}$$

$$\frac{V_o}{V_1} = \frac{D + K/D \; V_o/V_1}{K/D \; V_o/V_1} \Rightarrow \frac{K}{D}\left(\frac{V_o}{V_1}\right)^2 - \frac{K}{D}\cdot\frac{V_o}{V_1} - D = 0 \qquad \left(\frac{V_o}{V_1}\right)^2 - \frac{V_o}{V_1} - \frac{D^2}{K} = 0$$

$$\frac{V_o}{V_1} = \frac{1 + \sqrt{1 + 4D^2/K}}{2} = H_{(D,K)}$$

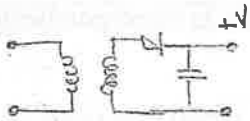


Practico:

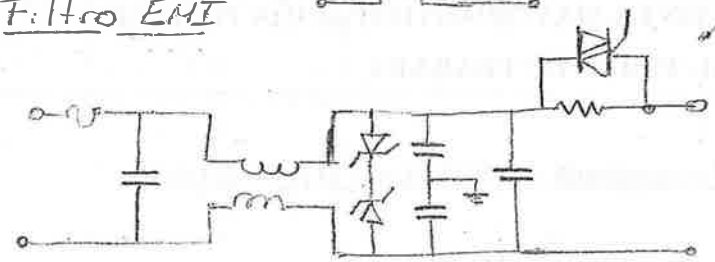


$V_{IN} = 380\ V_{RMS}$
$V_o = 24 - 28\ V$
$I_{o_{MAX}} = 200\ A$
$f_c = 40\ KHz$

Alimentacion.

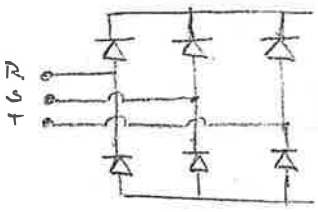


Filtro EMI



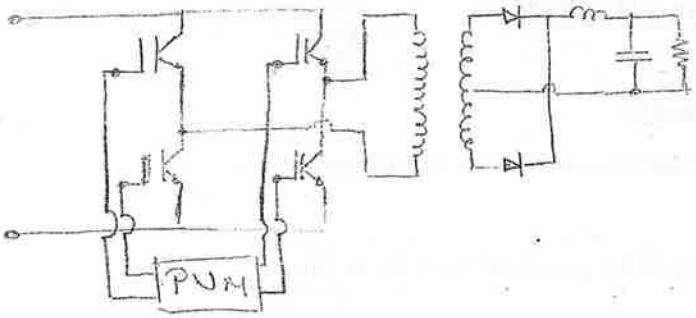
¿Para que sirve?

Recti

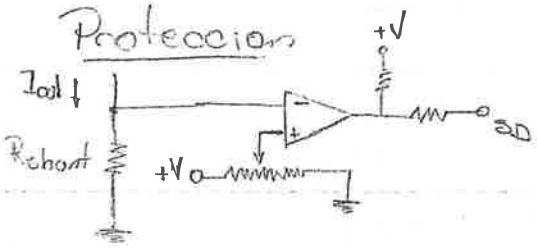


$V_{o_{RMS}} \approx V_{LL_{MAX}} = V_{1_{RMS}} \cdot \sqrt{2} \Rightarrow V_{o_{RMS}} = 587$

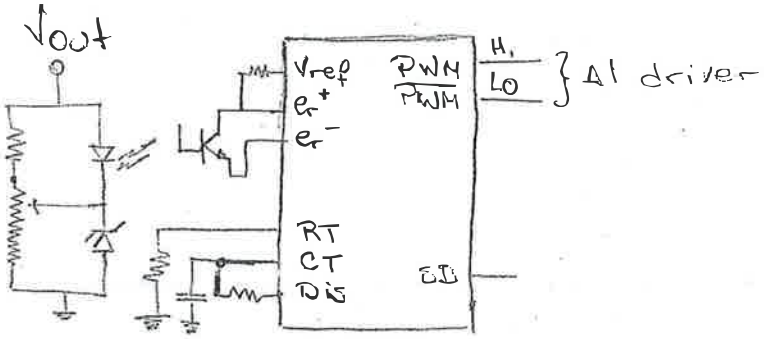
Convertidor $P = V \cdot I = 28 \cdot 200 = 5{,}6\ KW$ elegimos Full Bridge



Proteccion

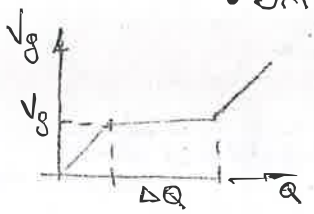


PWM SG 3525



Driver: Elegimos Igbt x q • V_{DS} es muy grande $\boxed{V_{DS} = 537V}$?

• Driver simple • Maneja bien la I requerida

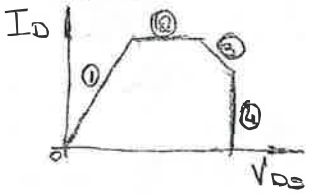


$$I_G = \frac{\Delta Q}{T_c} \qquad T_c \geq t_{on} + t_{off}$$

$$T_c \geq (t_{on} + t_r) + (t_{off} + t_f)$$

$$R_g = \frac{V_g - V_{g\,sat}}{I_G}$$

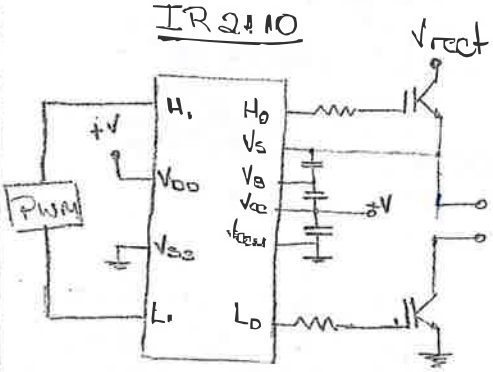
SOA



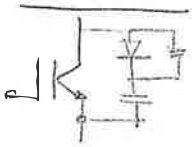
① Limite Resistencia de saturacion
② Limite corriente máxima
③ Limite por potencia maxima
④ Limite por $V_{DS_{MAX}}$

Tiene 2 áreas de operación FBSOA (en saturación) y SSOA (entre transistores)

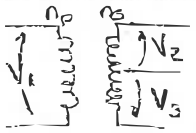
IR2110



Snubber



Transformador



$$n_1 = \frac{\lambda_1}{2 B_{max} A_2} \qquad \lambda_1 = DTV_{in}$$

A_2 = Area de cruce del nucleo

$$n_2 = n_1 \frac{V_2}{V_1} \qquad n_3 = n_1 V_3/V_1$$

$$M(D) = \frac{V_o}{V_1} = N D \qquad D = \frac{24}{537} \cdot \frac{1}{N} = \frac{0{,}0447}{N}$$

$$D = \frac{28}{537} \cdot \frac{1}{N} = \frac{0{,}0521}{N}$$

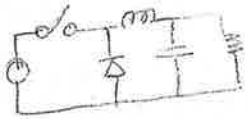
Un buen $N = \frac{n_p}{n_s}$ podría ser $N = 1/6$

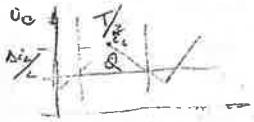
$D_1 = 26{,}81\ \%$

$D_2 = 31{,}28\ \%$

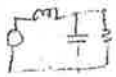
7

Buck





en t_{on}



$$V_L = L\frac{di_L}{dt} \Rightarrow V_i - V_o = L\frac{\Delta i_L}{DT} \Rightarrow \Delta i_L^+ = \frac{V_i - V_o}{L} DT \qquad t_{on} = \frac{L\,\Delta i_L}{(V_i - V_o)}$$

en t_{off}

$$V_L = L\frac{di_L}{dt} \Rightarrow V_o = \frac{L\,\Delta i_L}{(1-D)T} \Rightarrow \Delta i_L^- = \frac{V_o}{L}(1-D)T \qquad t_{off} = \frac{L\,\Delta i_L}{V_o}$$

$$\Delta i_L^+ = \Delta i_L^- \Rightarrow \frac{V_i - V_o}{\cancel{L}} D\cancel{T} = \frac{V_o}{\cancel{L}}(1-D)\cancel{T} \Rightarrow V_i D - \cancel{V_o D} = V_o - \cancel{V_o D} \Rightarrow \boxed{M(D) = D}$$

Calculo L:

$$T = t_{on} + t_{off} = \frac{L\Delta i_L}{V_i - V_o} + \frac{L\Delta i_L}{V_o} = \frac{1}{f_s} = \frac{L\Delta i_L}{V_i(1-D)} + \frac{L\Delta i_L}{V_i D} = \frac{L\Delta i_L D}{V_i D(1-D)} + \frac{L\Delta i_L(1-D)}{V_i D(1-D)}$$

$$\frac{1}{f_s} = \frac{L\Delta i_L}{V_i D(1-D)} \Rightarrow L = \frac{V_i D(1-D)}{f_s \Delta i_L} \qquad \Delta i_L = \frac{V_o}{L}(1-D)T$$

Calculo C:

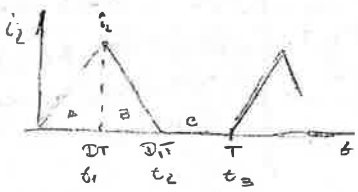
$$Q = \frac{1}{2}\frac{T}{2}\cdot\frac{\Delta i_L}{2} \qquad C = \frac{dQ}{dV} = \frac{T\Delta i_L}{8\Delta V_o}$$

$$\boxed{C = \frac{(1-D)V_o}{8 f_s^2 L \Delta V_o}}$$

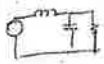
Limite DCM CCM $\quad I_L < \frac{\Delta i_L}{2} \qquad 2L/RT < (1-D)$

$$\frac{V_o}{R} < \frac{V_o}{2L}(1-D)T \Rightarrow \frac{2L}{RT} < (1-D)$$

Analisis DCM



$0 < t < t_1$



$$V_i - V_o = L\frac{\Delta i_L}{DT} \Rightarrow \Delta i_L^+ = \frac{V_i - V_o}{L} DT$$

$t_1 < t < t_2$

$$V_o = L\frac{\Delta i_L}{D_1T} \Rightarrow \Delta i_L^- = \frac{V_o}{L} D_1 T$$

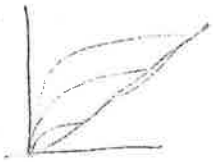
$$\frac{V_i - V_o}{\cancel{L}} D\cancel{T} = \frac{V_o}{\cancel{L}} D_1 \cancel{T} \Rightarrow (V_i - V_o)D = V_o D_1 \Rightarrow V_i D = V_o(D + D_1) \Rightarrow \frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{D + D_1}$$

$$I_L = (A + B + C)\frac{1}{T} = \left(\frac{1}{2}D\cancel{T}\cdot\hat{i} + \frac{1}{2}D_1\cancel{T}\cdot\hat{i}_L\right)\frac{1}{\cancel{T}} \qquad \hat{i}_L = \frac{di_L}{dt}\cdot t_{on} = \frac{V_i - V_o}{L}\cdot DT = \frac{V_o}{L}D_1 T$$

$$\frac{V_o}{R} = \frac{L}{2}(D + D_1) = \frac{V_o}{2L} D_1 T (D + D_1) \Rightarrow \frac{2L}{RT} = D_1^2 + D_1 D \Rightarrow D_1^2 + D D_1 - K = 0$$

$$D_1 = \frac{-D \pm \sqrt{D^2 + 4K}}{2} \Rightarrow \frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{D + \frac{-D \pm \sqrt{D^2+4K}}{2}} = \frac{2D}{2D - D + \sqrt{D^2+4K}} = \frac{2\cancel{D}}{\cancel{D} + \cancel{D}\sqrt{1 + 4K/D^2}}$$

$$M(D,K) = \frac{1}{1 + \sqrt{1 + \frac{4K}{D^2}}}$$

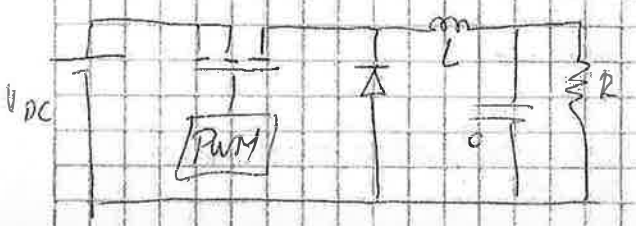


TEORICO FUENTES

HOJA Nº 1

FECHA

Fuente Buck (reductor)



$D = \frac{t_{on}}{T} \rightarrow t_{on} = D \cdot T$

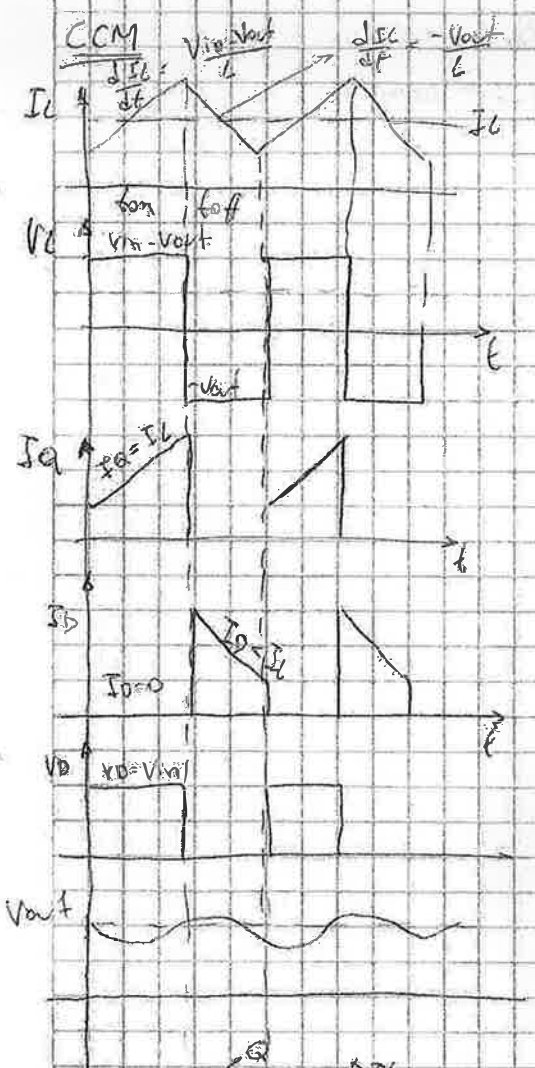
$t_{off} = T(1-D)$

t_{on}:

$\Delta I_L^+ = \frac{V_{in} - V_{out}}{L} \cdot t_{on}$

$t_{on} = \frac{\Delta I_L^+ \cdot L}{V_{in} - V_{out}}$

En t_{off}: $\Delta I_L^- = \frac{-V_{out}}{L} \cdot t_{off}$. $t_{off} = \frac{\Delta I_L^- \cdot L}{V_{out}}$



Rep. permanente.

$\Delta I_L^+ = \Delta I_L^- \Rightarrow V_{out} = D V_{in}$

$M(D) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = D$ Rel. de conversión

Calculo de L: $\Delta I_L = \frac{D(1-D) V_{in}}{f_s \cdot \Delta I_L}$

$L = \frac{D(1-D) V_{in}}{f_s \, \Delta I_L}$

Calculo de C: $Q = \frac{T}{2} \cdot \frac{\Delta I_L}{2} \cdot \frac{1}{2}$

Ahora bien $Q = \frac{D(1-D) V_{in}}{f_s^2 \cdot L \cdot 8}$; $C = \frac{\Delta Q}{\Delta V_C}$

$\Delta V_C = \Delta V_{out}$.

$C = \frac{1-D}{8 f_s^2 L \frac{\Delta V_{out}}{V_{out}}} \Rightarrow \frac{\Delta V_{out}}{V_{out}} = \frac{1-D}{8 C L f_s^2}$

$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_D + P_{sat} + P_Q + P_{sw} + P_L}$

$P_{sat} = V_{sat} I_{sat} \cdot \frac{V_{out}}{V_{in}}$ son perdidas debido a la saturación del transistor

$P_D = V_s I_{out} \left(1 - \frac{V_{out}}{V_{in}}\right)$ perdidas en el diodo. ; $P_L = R_s I_L^2$; $P_Q = V_{in} I_Q$

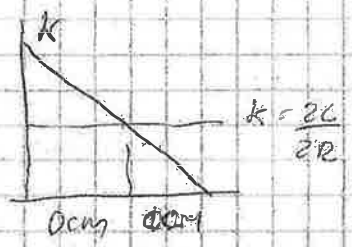
NOTA

DCM → si aumenta la carga disminuye la corriente y ΔI_L no se modifica.

$I_L > \frac{\Delta I_L}{2} \rightarrow CCM$

$I_L < \frac{\Delta I_L}{2} \rightarrow DCM$

} valor crítico k



$$\frac{\Delta I_L}{2} = \frac{V_{in}\, D(1-D)T}{2L}$$

$$\frac{D V_{in}}{R} < V_{in} \frac{D(1-D)T}{2T} \qquad \frac{2L}{2R} < 1-D \text{ donde } k = \frac{2L}{2T} \text{ y } k_{crit} = 1-D \Rightarrow k < k_{crit}$$

$$R_{crit} = \frac{2L}{(1-D)T} \text{ y } L_{crit} = \frac{R(1-D)T}{2} \text{ tal que}$$

$R < R_{crit}\, D \rightarrow CCM$

$R > R_{crit}\, D \rightarrow DCM$

Durante el ton

$$\Delta I_L^+ = \frac{V_{in} - V_{out}}{L} DT$$

durante toff [ton < t < t1]:

$$\Delta I_L^- = \frac{V_{out}}{L} D_1 T$$

En régimen permanente $\Delta I_L^+ = \Delta I_L^-$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{D}{D+D_1}$$

$$I_L = \frac{I_L^1}{2}(D+D_1)$$

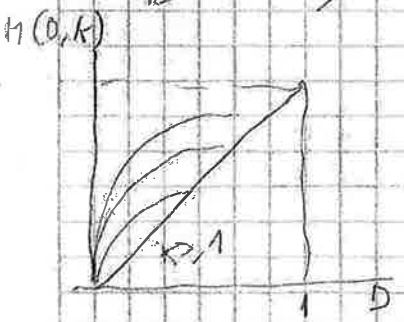
$$I_L = \frac{D_1 V_{out} \cdot T}{L}$$

$$I_L = \frac{V_{out}}{R}$$

$$D_1^2 + D_1 \cdot D + \frac{2L}{RT} = 0$$

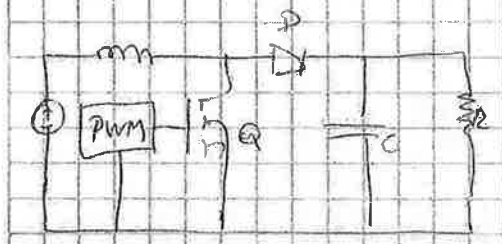
$$M(k,D) = \frac{2}{1+\sqrt{1+\frac{4k}{D^2}}}$$

donde $k = \frac{2L}{RT}$ y $D > 0$



NOTA

- Boost



En ton

$$\Delta I_L^+ = \frac{V_{in} DT}{L} \Rightarrow T_{on} = \frac{\Delta I_L^+ L}{V_{in}}$$

En toff. $\Delta I_L^- = \frac{V_{in} - V_{out}}{L}(1-D)T$

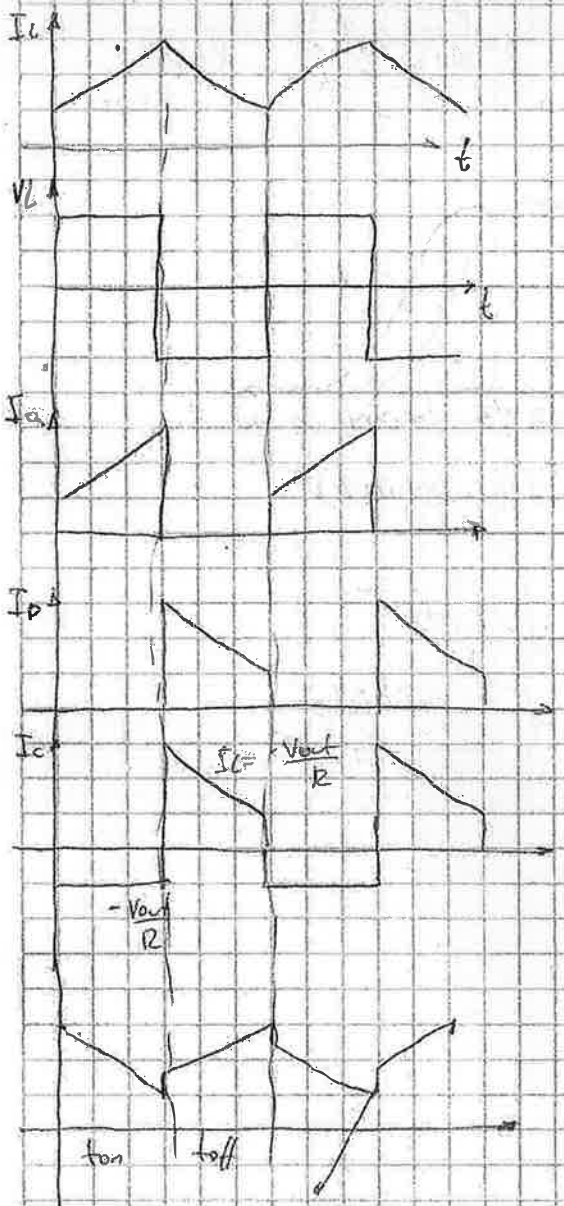
En régimen permanente $\Delta I_L^+ = \Delta I_L^-$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1-D} \Rightarrow D = \frac{V_{out} - V_{in}}{V_{out}}$$

Para L: $\Delta I_L = \frac{V_{in}(V_{out} - V_{in})}{V_{out} f_s L} = \frac{V_{in} D}{f_s L}$

$$L = \frac{V_{in} D}{f_s \Delta I_L} = \frac{V_{in} D}{f_s L} \quad ; \quad L = \frac{V_{in} D}{f_s \Delta I_L}$$

- En CCM



Calculo C: $\frac{dV_C(t)}{dt} = \frac{i_C(t)}{C} = \frac{-V}{RC}$ en el primer subintervalo

$\frac{dV_C(t)}{dt} = \frac{i_C(t)}{C} = \frac{-V}{RC}$ en el primer subintervalo

El cambio de la tensión en C será

$$-\Delta V_{out} = \frac{-V_{out}}{RC} DT \Rightarrow C = \frac{V_{out}}{R} \cdot \frac{DT}{\Delta V_{out}}$$

Para la selección del transistor de potencia

V_{CEV} o $V_{DSS} > V_{out}$

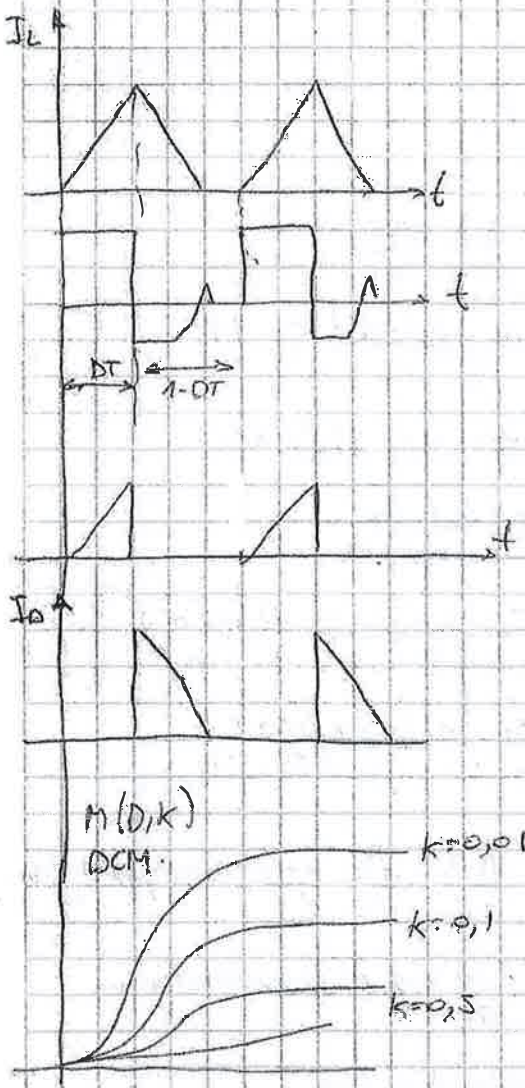
$I_{CMÁX}$ o $I_{DSS} > I_{out}\left(1 + \frac{T_{on}}{T_{off}}\right) + \frac{\Delta I_L}{2}$

Para selección de rectificadores de potencia.

$V_{RRM} > V_{out}$ y $I_{F(AV)} > I_{out}$ trr max depende de la freq. de conmutación.

La discontinuidad en Vout se debe a la resistencia serie del capacitor.

En DCM.



En ton : $\Delta I_L^+ = \frac{V_{in}\,DT}{L}$

En toff : $\Delta I_L^- = \frac{(V_{out}-V_{in})\,D_1 T}{L}$

En rep. permanente

$\Delta I_L^+ = \Delta I_L^- \Rightarrow \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{D+D_1}{D_1}$

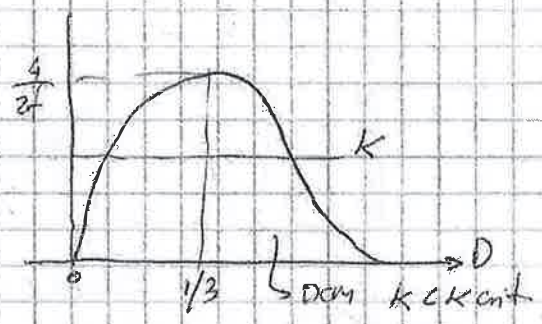
En rep. permanente

$\Delta I_L^+ = \Delta I_L^- \Rightarrow \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{D+D_1}{D_1}$

$k < k_{crit}(D)$

$M(k,D) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1+\sqrt{1+\frac{4D^2}{k}}}{2}$

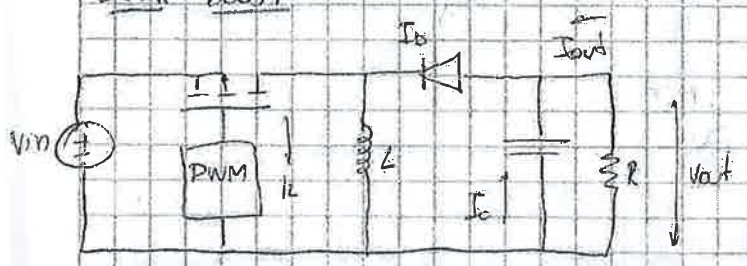
$k = \frac{2L}{RT}$



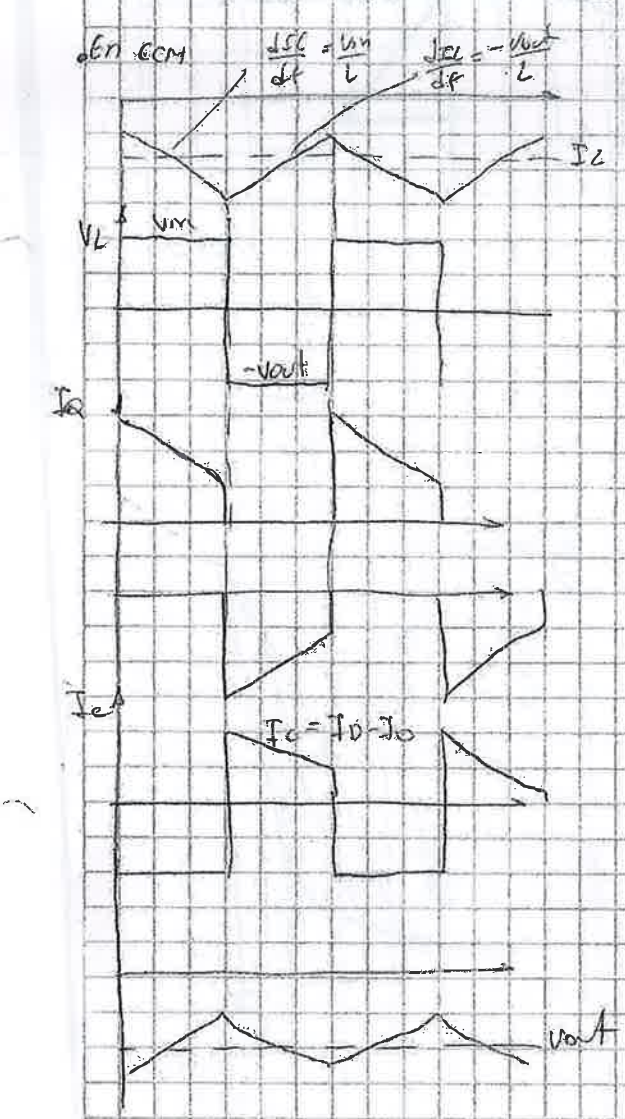
donde $k_{crit}(D) = D(1-D)^2$

$$M(D,k) = \begin{cases} \frac{1}{1-D} \\ \frac{1+\sqrt{1+\frac{4D^2}{k}}}{2} \end{cases}$$

Buck - Boost



En CCM



En t_{on}:

$$\Delta I_L^+ = \frac{V_{in}\, t_{on}}{L} \Rightarrow t_{on} = \frac{\Delta I_L^+ L}{V_{in}}$$

En t_{off}

$$\Delta I_L^- = \frac{V_{out}\, t_{off}}{L} \Rightarrow t_{off} = L\,\frac{\Delta I_L^-}{V_{out}}$$

En reg. permanente $\Delta I_L^+ = \Delta I_L^-$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-D}{1-D}$$

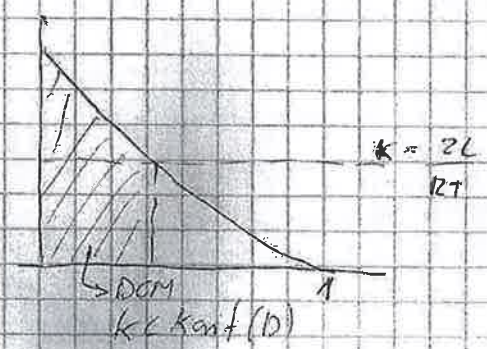
Calculo L: $L = \frac{V_{in}\, D}{f_s\, \Delta I_L}$

Calculo C: $C = \frac{I_{out}\, D}{f_s\, \Delta V_C}$

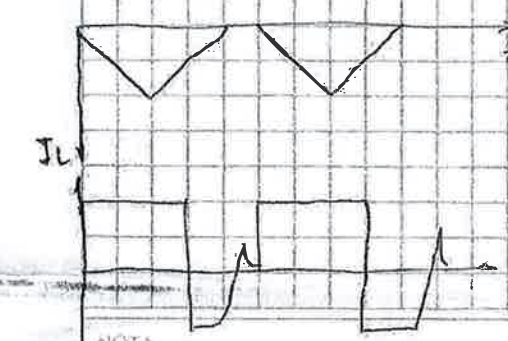
tendremos que $I_L > \frac{\Delta I_L}{2} \rightarrow$ CCM $k > k_{crit}(D)$

$I_L < \frac{\Delta I_L}{2} \rightarrow$ DCM $k < k_{crit}(D)$

siendo $k = \frac{2L}{RT}$ y $k_{crit}(D) = (1-D)^2$



En DCM



En t_{on}: $\Delta I_L^+ = \frac{V_{in}\, t_{on}}{L} = \frac{V_{in}}{L} DT$

En t_{off}:

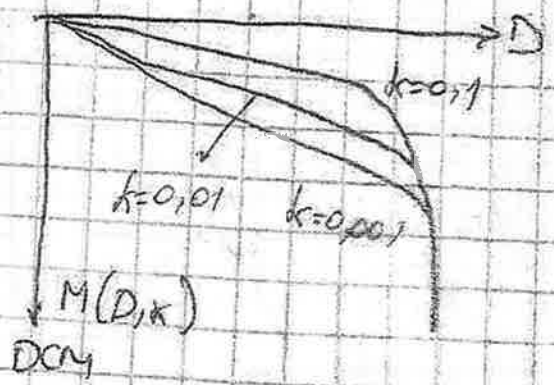
$$\Delta I_L^- = \frac{V_{out}}{L} D_1 T$$

Reg. permanente: $\Delta I_L^+ = \Delta I_L^-$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-D}{\sqrt{k}} = M(D,k) \quad \text{donde } k = \frac{2L}{RT}$$

NOTA

$k < k_{crit}(D)$.



$$M(D,k) = \begin{cases} \dfrac{-D}{1-D} & \text{para CCM } k > k_{crit} \\[2ex] \dfrac{-D}{\sqrt{k}} & \text{para DCM } k < k_{crit}. \end{cases}$$

• Restricciones del ciclo de trabajo

_ No Aislados

Buck, Boost, Buck-Boost, Cuk $\longrightarrow 0 < D < 1$

_ Aislados

Flyback, $0 < D < 1$
forward, $0 < D < 0{,}5$

Buck

$$M(D,K) \begin{cases} D \\ \dfrac{D}{2\left(1+\sqrt{1+\frac{4K^2}{D}}\right)} \end{cases}$$

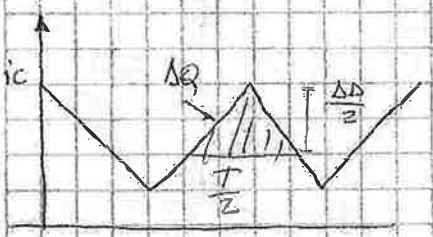
Boost

$$M(D,K) = \begin{cases} \dfrac{1}{1-D} \\ \dfrac{1}{2\left(1+\sqrt{1+\frac{4K^2}{D}}\right)} \end{cases}$$

Buck/Boost

$$M(D,K) \begin{cases} -D/(1-D) \\ \dfrac{-K}{D\sqrt{\ }} \end{cases}$$

Capacitor de potencia Buck



$$\Delta Q = \frac{1}{2}\frac{T}{2}\frac{\Delta I_c}{2} = \frac{T\Delta I_c}{8} \qquad Q = C\,V_c \Rightarrow \Delta Q = C\Delta V_c$$

Si $ESR = 0 \Rightarrow \Delta V_{out} = \Delta V_c$

$$\frac{T\Delta I_c}{8} = C\cdot\Delta V_{out} \Rightarrow C = \frac{\Delta I_c}{f_s\, 8\, \Delta V_{out}}$$

Capacitor potencia Boost

$$\Delta V_c = \frac{1}{C}\int i_c\, dt = \frac{1}{C}\cdot\frac{V_o}{R}\Delta T \longrightarrow p/\ t_{on} = \frac{-V_o}{R} \qquad C = \frac{V_o D}{\Delta V_c R f_s}$$

Análisis dinamico

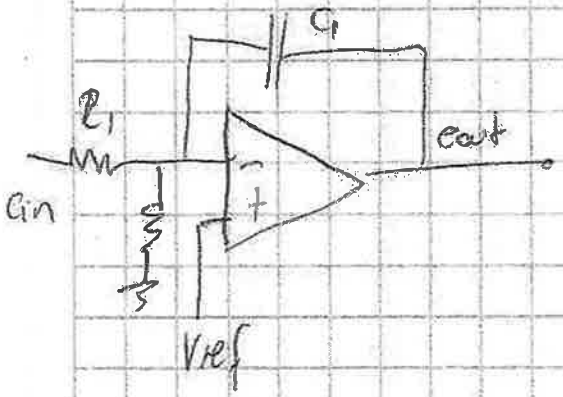
Se puede usar para predecir:

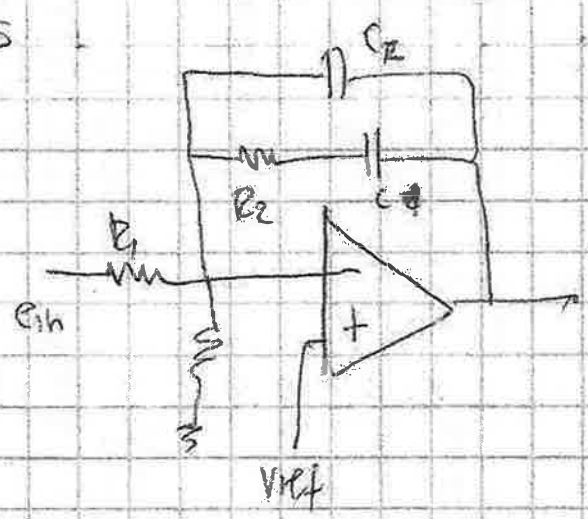
• margen de estabilidad del convertidor • Compatibilidad con el filtro EMI de entrada
• impedancia de salida y rta transitoria por la carga
• rechazo al ripple y perturbaciones en la tensión de entrada

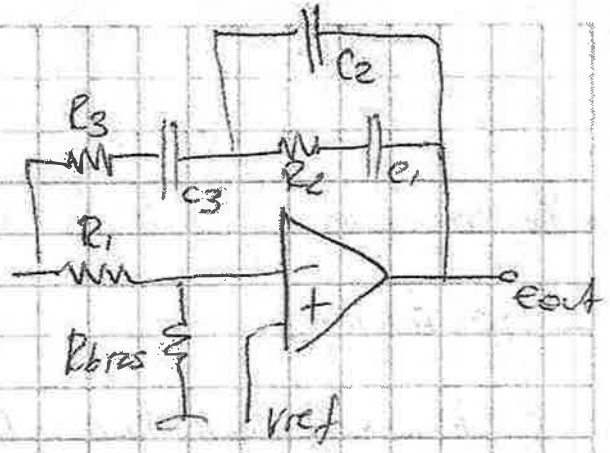
Hay dos metodos, uno analitico y otro por la tecnica espacio-estado promediado

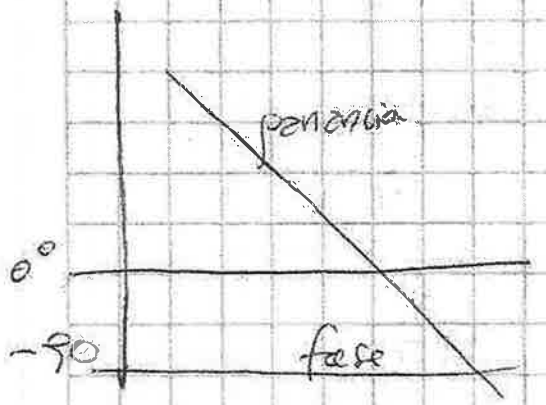
En pid se pulsere un margen de fase de 60°, por lo que el compensador debera aportar este angulo

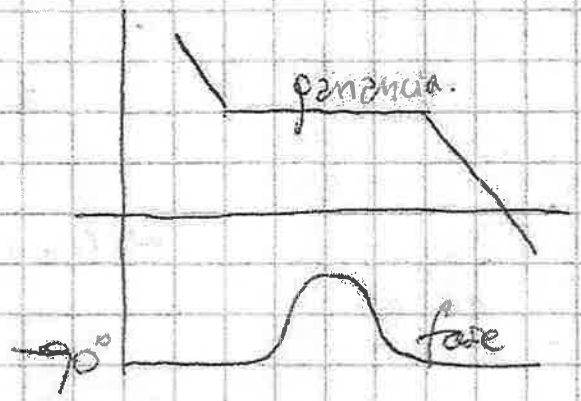
3 tipos de compensadores

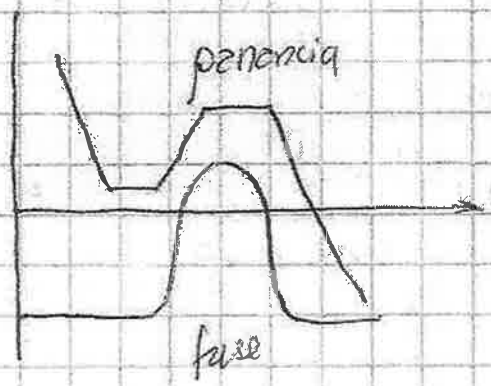












FUENTE - PRACTICO

Practico

HOJA N°

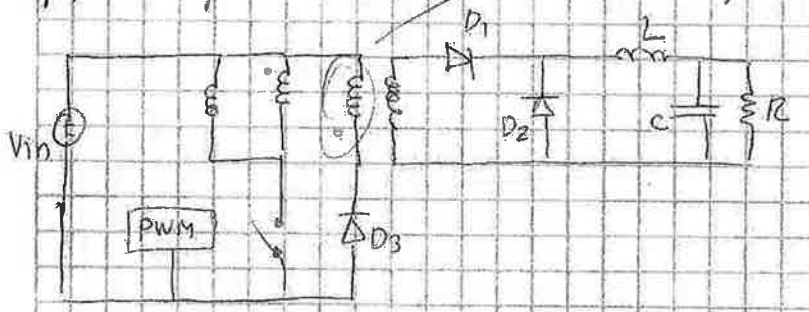
FECHA 19/12/2012

Diseño de fuente conmutada aislada ~~de 3 fases~~ flyback con transistores para ser aplicado en una carga con las sig. especif.

$V_{in} = 220\ V_{RMS}$, $V_{out} = 24 - 28\ V$, $I_{of\,max} = 20A$, $f_{sw} = 80\ kHz$ (freq. de conm.)

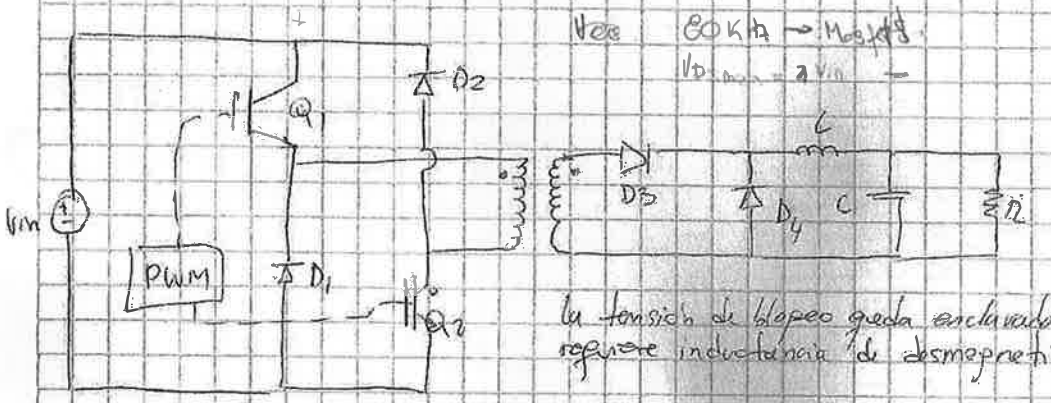
- Circuito gral de potencia, selección del transistor (justificar) más la etapa driver de los transistores de potencia.
- Análisis del rango de variación de D para 24 y 28V con tensión de entrada cte.
- Cálculo de la cte y tensión max en los transistores de potencia
- Selección del PWM. Conectarlo en el lado de salida. Diseño del transformador de aislación, con formulas y conceptos t importantes.
- SOA del transistor
- Red snubber
- Arranque suave, protecciones de sobrecorriente.

flyback simple sentido



En bloqueo el transistor debe soportar Vin + Vinducido + Vsobrepico.
Una acumulación de cte en el ~~primario~~ induce tensión el primario secundario

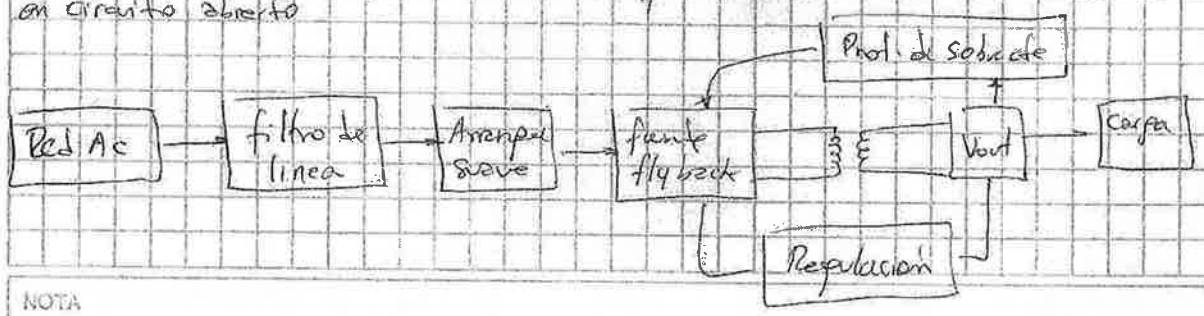
fuente flyback doble switch



Vce 80kHz → MosFET
$V_{D\,max} = 2\,V_{in}$

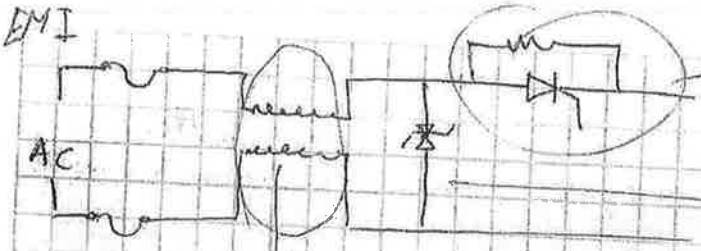
La tensión de bloqueo queda enclavada a Vin. El trafo no requiere inductancia de desmagnetización.

$V_{CEV} \geq V_{inmax}$.
(Lm: inductancia de magnetización, es la que se mide con el/los secundarios del trafo en circuito abierto



NOTA

EMI



→ Arranque suave, puede ser tambien con NTC.

→ Protege a la fuente de los sobepicos transitorios.

→ filtro de linea. Para proteger otros circuitos conectados a la red AC de los armonicos de la fuente

Salida rectif.

$V_o = \frac{V_{omax}}{\sqrt{2}}$; $M(D) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = n \cdot D$ $V_{omax} = 220\sqrt{2}$

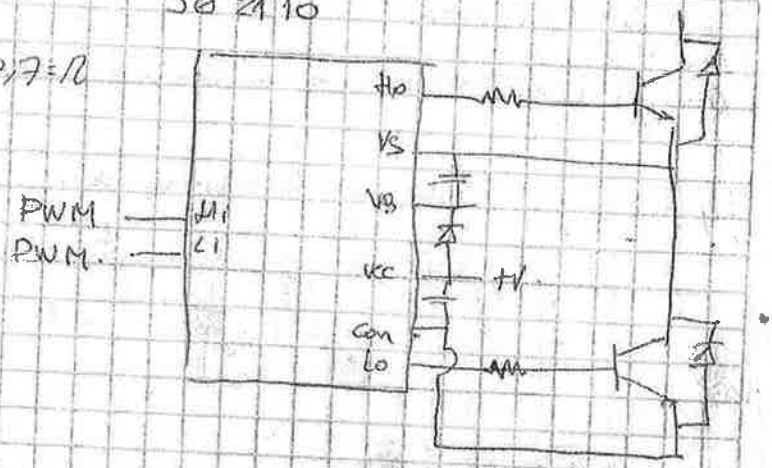
Selección del transistor:

$V_{CE} > V_{in}$ (máx) $P_o = V_o I_o \cdot \eta \rightarrow 0{,}7 = \eta$

$I_\phi > I_{on}$

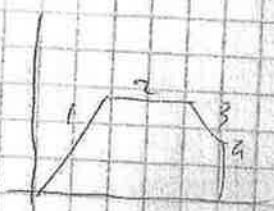
$I_Q = \frac{P_o}{V_o \cdot \eta}$

SG 2110

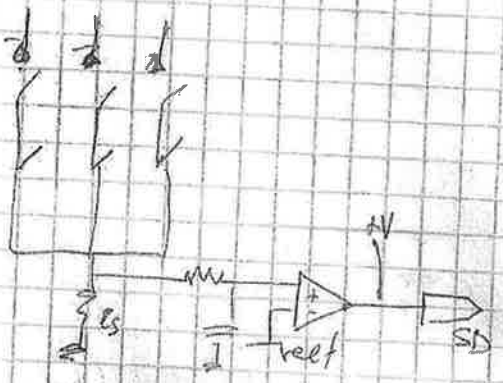


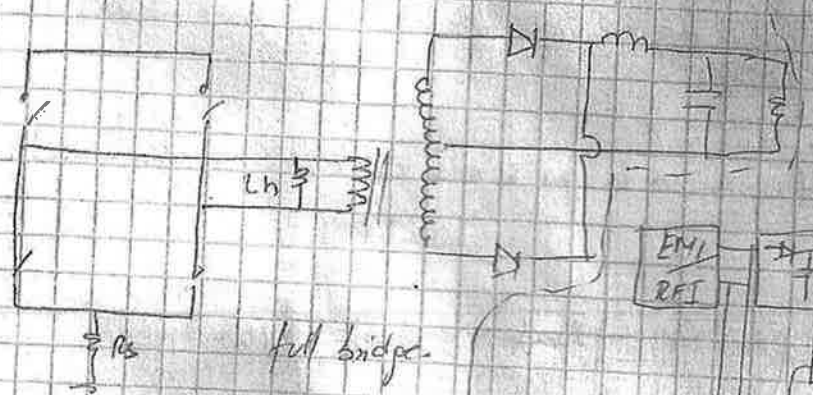
Sobre corriente.

SOA



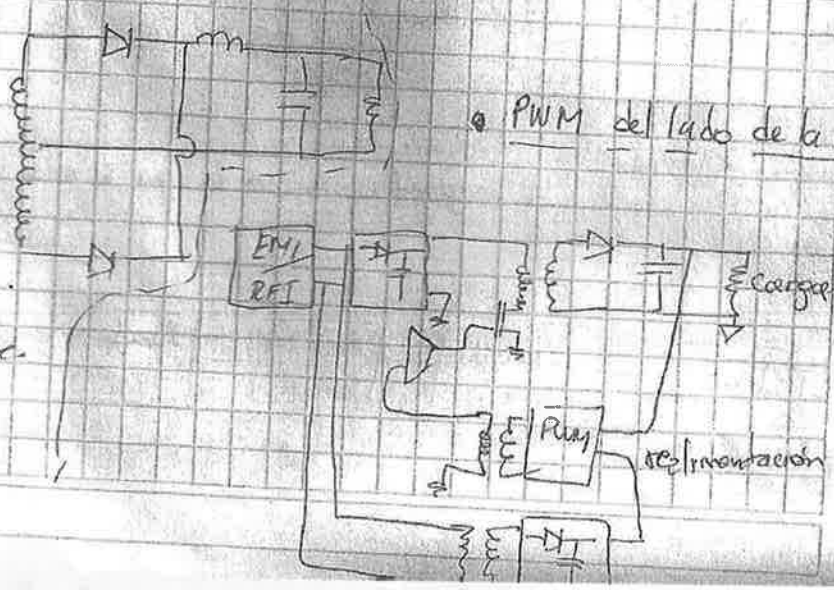
1- Limite por Rds on
2- Limite por Icmáx
3- Limite por max disipación de potencia
4- " por VCEmáx.





full bridge.

• PWM del lado de la carga



Practico.

HOJA N° 1

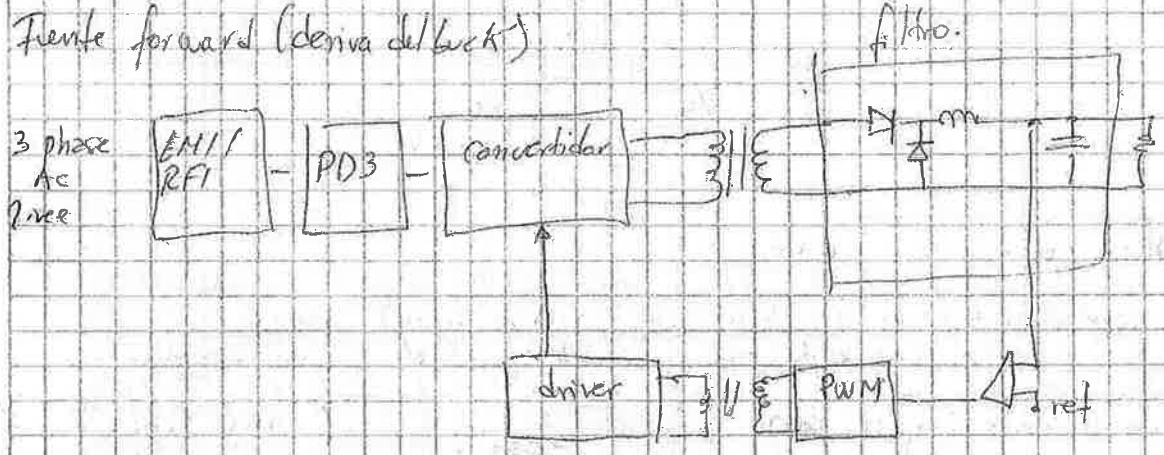
FECHA

Diseño f/c conmutada aislada bidireccional forward con transistores para ser aplicada en una carga con las sig. especificaciones:

$V_{in} = 380\ V_{rms}$, 3 fases ; V_{out}: 24 - 28 V ; $I_{out\,max}$: 300A ; $f_{sw} = 50\,kHz$.

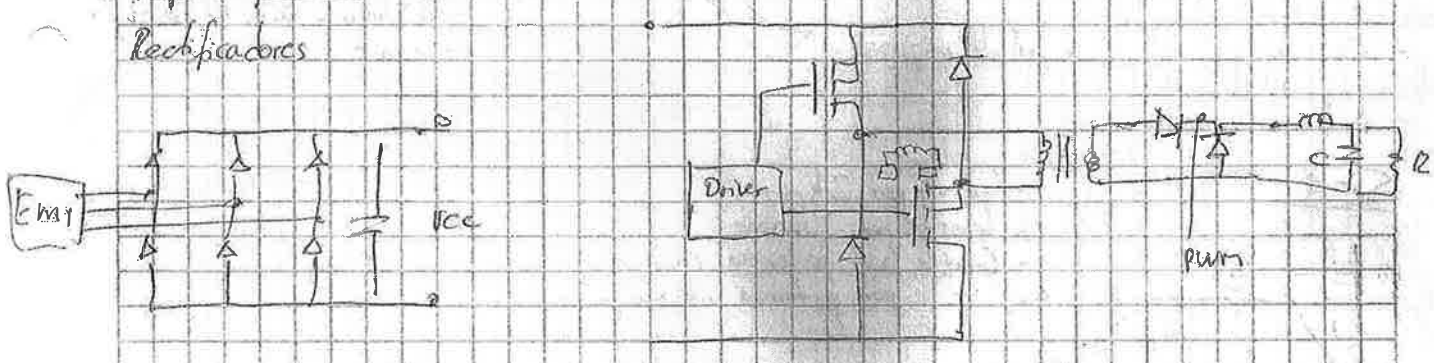
- Circuito gral de potencia, selección del transistor mas etapa de driver de los transistores de potencia.
- Análisis del rango de variación de D para 24-28V con tensión de entrada cte
- Selección y cálculos principales de la etapa de potencia.
- Selección del PWM en el lado de la salida. Diseño del transformador de aislación. Las formulas/conceptos mas importantes para esta aplicación.
- SOA del transistor
- Snubber
- Arranque Gate, protección S/Sc corriente.

Fuente forward (deriva del buck)



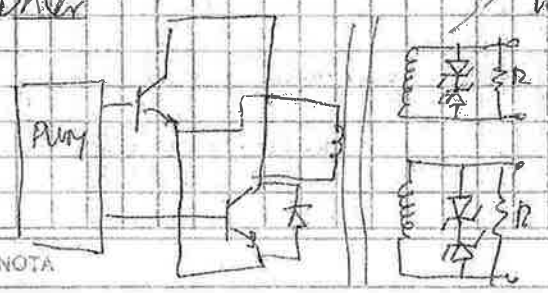
- Etapa de potencia

Rectificadores



Seleccionamos mosfet de potencia debido a la frec. de conmutación que penaliza el uso de IGBTs y BJT.

Driver



Clamping voltage

$M(D) = n\,D = \frac{V_o}{V_{in}}$ $V_o = V_{in}\,n\,D$

$D_{max} = 0{,}8 \rightarrow 0{,}4$ p/ cada Transistor

$24V = V_{in}\,n\,0{,}4 \Rightarrow V_{in}\,n = \frac{24}{0{,}4} = 60$

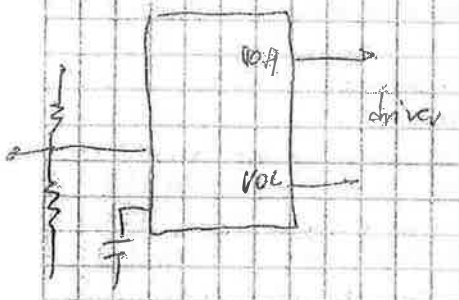
$28V = V_{in}\,n\,0{,}4 \Rightarrow D = \frac{28}{60} = 0{,}466$

$D_{max} = 0{,}466$

NOTA

$V_{DSS} > V_{in}$ y $I_{DS} > \frac{I_o}{n} + \frac{\Delta I_L}{2}$

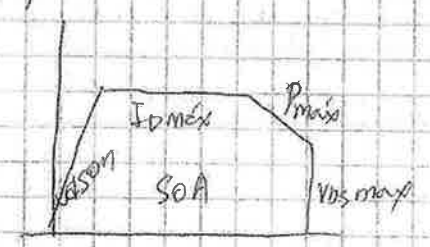
Selección PWM optamos por SG 3525 que tiene salida p/ convertidores bidireccionales.

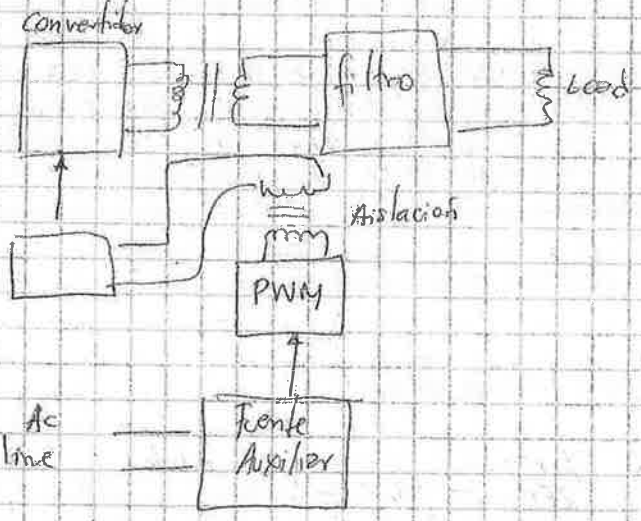


RC → $f_s = 50kHz$

Conexión del lado de salida

Conexión en el lado

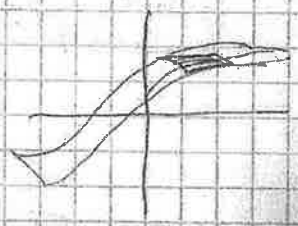




- Diseño del transformador de aislación

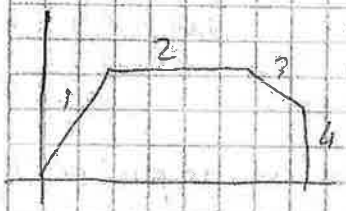
Especificaciones: • La frec. det. el material a utilizar. N 27 soporta 50kHz.
• La potencia del transformador determina el tipo de carcaza.

- Selección del núcleo: cumplir con
- Det. el flujo máximo.
- Selección del alambre, nº de espiras.
- Verificación del diseño.



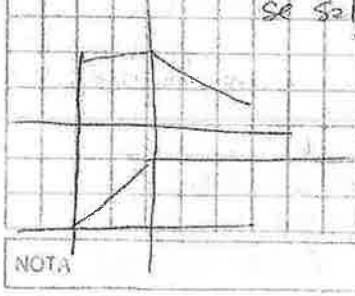
En modo bidireccional del forward no es necesario emplear un bobinado intermedio para la desmagnetización.

SOA



1- Límite por Rdson
2- Límite por Idmáx
3- Límite por potencia máxima.
4- " por potencia máxima.

Red Snubber. No se aplica, o solo en el caso en el que el bloqueo del transistor se salga del área de operación.

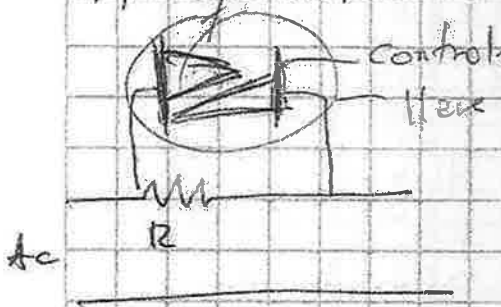


Se produce un pico de potencia que hace salir del área

Con Snubber se retrasa el pico de corriente para evitar el pico de potencia

NOTA

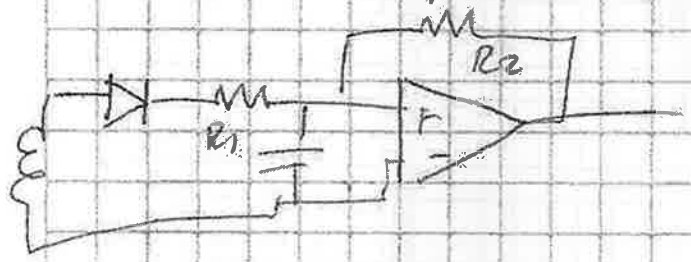
Arranque Suave



durante el encendido la resistencia limita la tensión aplicada, luego de un tiempo se conmuta la llave para plena tensión.

Protección sobre corriente

Mediante un transformador sensamos la corriente en una rama del primario.



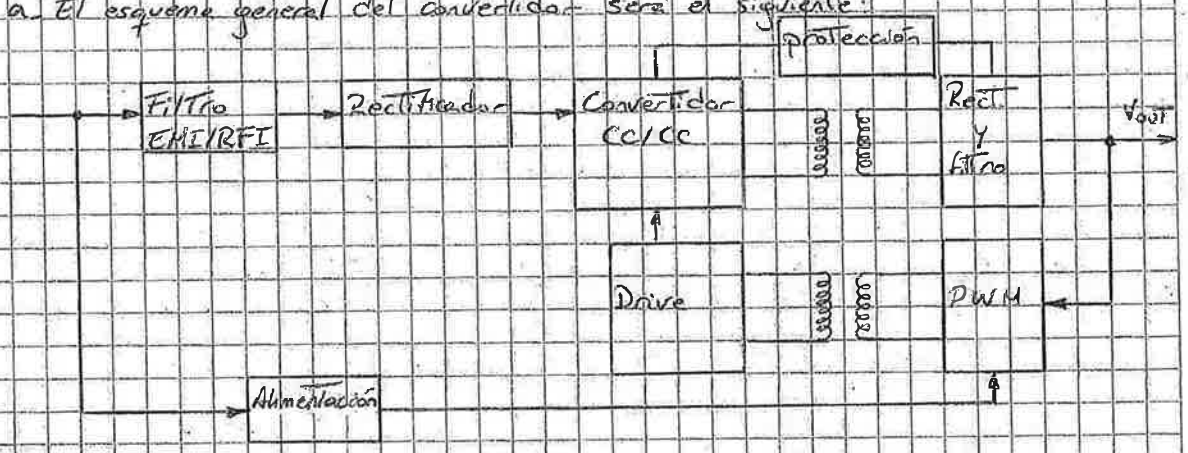
Al SG 3525 $\quad I_b = \frac{I_D}{100} = \frac{300}{100} = 30$

2) a. Diseñar una fuente conmutada para un equipo de soldadura de arco.
- $V_{in} = 380\ V_{rms}$ (3 fases y Neutro)
- $V_{out} = 20$ a $30\ V$
- $I_{out} = 200\ A$
- $f_{sw} = 50\ kHz$

b. Seleccionar el convertidor más adecuado
c. Seleccionar el PWM y su alimentación
d. Utilizar el Tipo de Transistor más adecuado y justificar
e. Diseñar el Transformador de aislación (incluir fórmulas más importantes)
f. Red de ayuda a la conmutación (si se aplica)
g. SOA y Drive de base
h. Circuito de arranque suave y protección de sobrecorriente
i. incluir filtro EMI/RFI

Resolución:

a. El esquema general del convertidor será el siguiente:

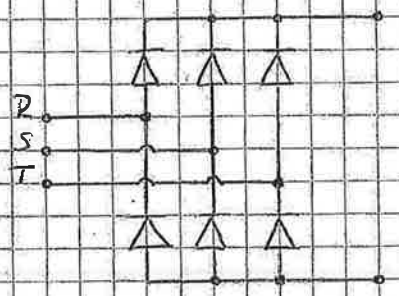


b. Para la selección del Tipo de convertidor debemos considerar la potencia del mismo y la tensión de entrada. En este caso, la tensión de entrada es elevada por lo que dependerá más de la potencia de salida. La misma será:

$$P = V \cdot I = 30V \cdot 200A = 6kW$$

Considerando esto, se elige un convertidor Full-Bridge. El convertidor Half-Bridge se aplica sólo hasta los 500W.

Considerando un rectificador Trifásico no controlado de puente completo:



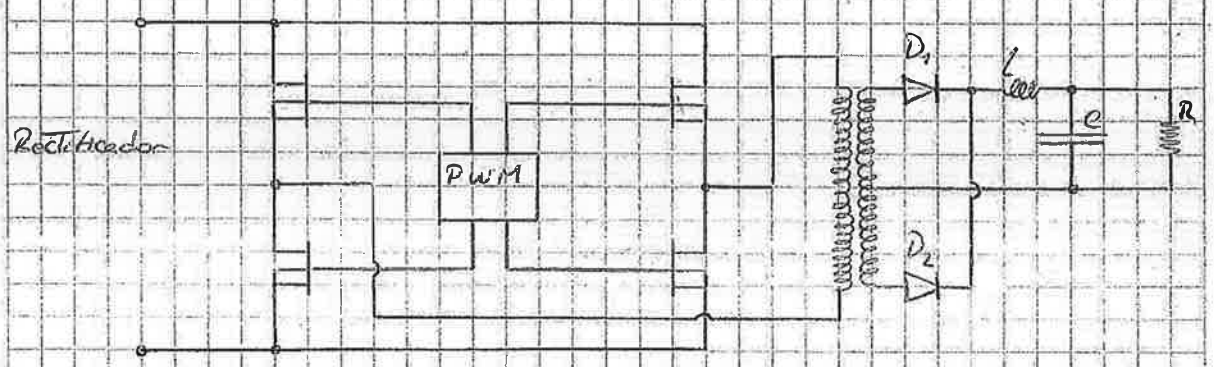
$$V_{o_{rms}} \cong V_{LL_{máx}} = \sqrt{2}\ \underbrace{V_{in_{rms}}}_{380V}$$

$$V_{o_{rms}} = 537,4V$$

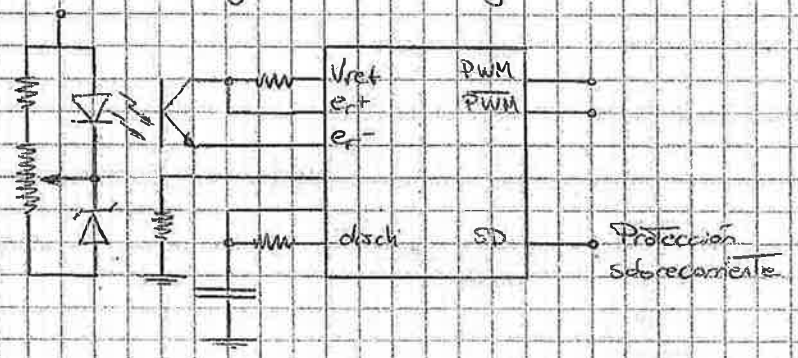
$$V_{L_{máx}} = \sqrt{2}\ V_{L_{rms}} = \sqrt{2} \cdot 220V = 311V$$

JORGE A. QUELAS
Legajo Nº 51335

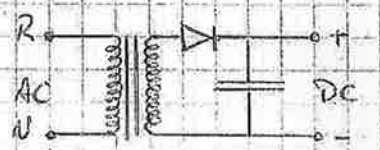
Luego del rectificador tendremos el convertidor Full-Bridge, tal que:



c. Como PWM se elige el circuito integrado SG3525:

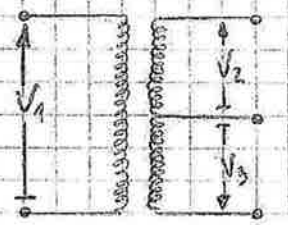


La alimentación del mismo será:



d. El tipo de transistor elegido para este tipo de trabajo será el IGBT. En este caso, el uso de los IGBT's se debe a la sencillez del drive, sumado a las bajas perdidas en la conmutación, manejando la corriente al corte y saturación con bajos tiempos de conmutación. Si bien los MOSFET's son más rápidos, no son muy buenos manejando una diferencia de tensión tan grande entre drenador y surtidor, recordemos que $V_{DS} = 537V$.

e. Para el diseño de transformador se utilizarán las siguientes ecuaciones:

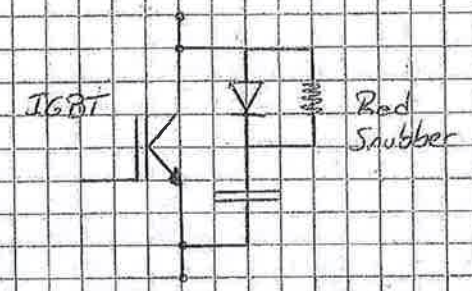


$$n_1 = \frac{\lambda_1}{2 B_{máx} A_c} \cdot 10^4$$

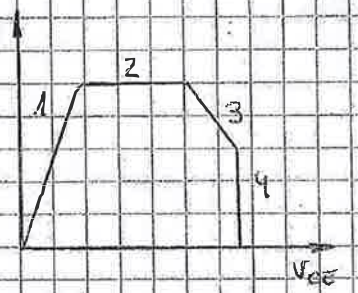
donde: $\lambda_1 = DT \cdot V_{in}$; $B_{máx}$ = Densidad de flujo; A_c = Área de cruce del núcleo

$$n_2 = n_1 \frac{V_2}{V_1} \; ; \; n_3 = n_2 \frac{V_3}{V_2}$$

f_ En este caso la Red Snubber si se aplica:

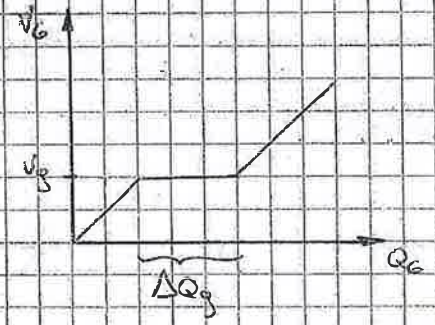


g_ El SOA de un Transistor IGBT es el siguiente:



Los límites del SOA son:
1_ Límite por resistencia de saturación
2_ Ic máxima
3_ Potencia máxima
4_ Vcé máxima.

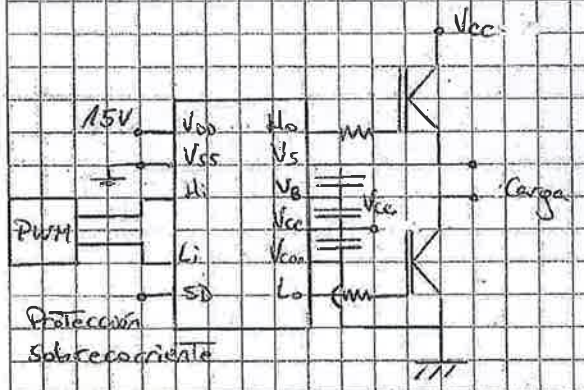
Para el drive de base tendremos que:



$$\frac{\Delta Q}{T_c} = I_G \quad \text{donde } T_c \geq (t_{on}+t_r)+(t_{off}+t_f)$$

$$R_g = \frac{V_{gstaT} - V_{g\,plano}}{I_g}$$

Utilizaremos el circuito integrado IR2110:



FECHA

⑦ Factor de potencia

$$PF = \frac{P_{RD}}{P_{RMS}} = \frac{P_{AV}}{V_{rms} \cdot I_{rms}}$$ $0 < PF < 1$

Para una carga lineal

$PF = 1$.

Para una carga no lineal

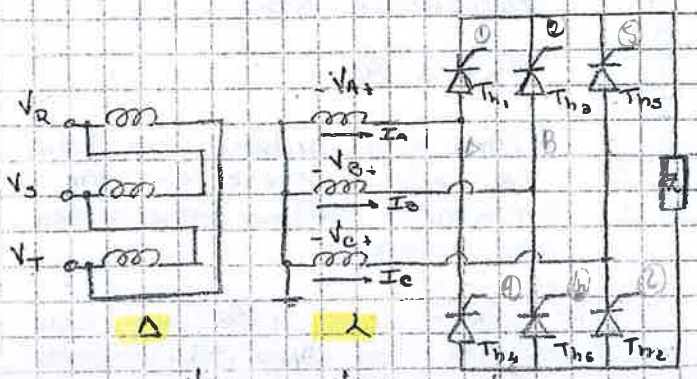
$PF = DPF \cdot DF$

donde

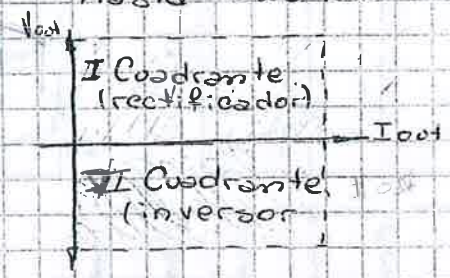
$$DF = \frac{I_{1_{RMS}}}{I_{TOT_{RMS}}} = \frac{1}{\sqrt{1 + THD_i^2}}$$ Producto del desplazamiento de la fundamental.

$DPF = \cos\varphi$ Producto del desplazamiento entre V e I, de todos los armónicos

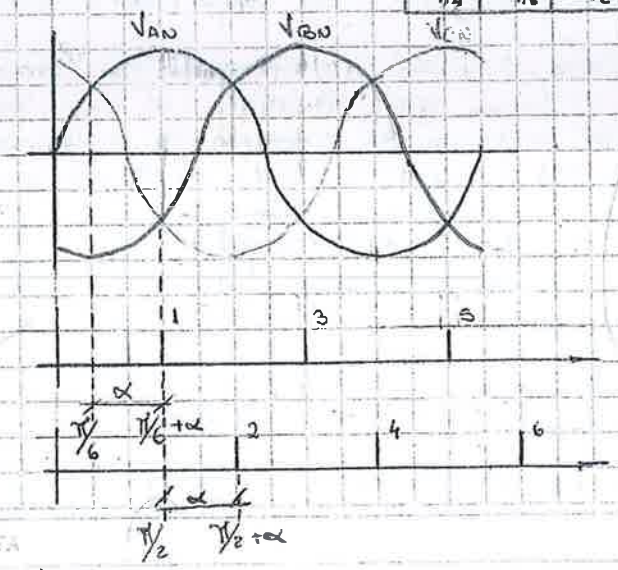
- **Rectificador trifasico totalmente Controlado.**



Hasta 220 kW



C/I de fase no tiene componente de continua. Mejor rendimiento del trafo



Para arranque:

- Cuando se dispare un tiristor, el anterior ya tendria que estar disparado
- Disparar un tren de pulsos durante 60°

Secuencia:

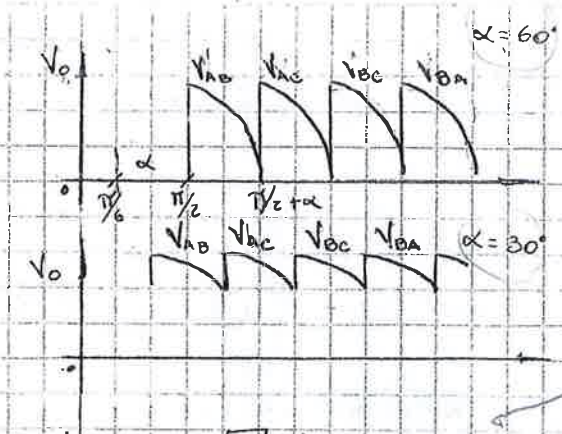
① $V_{AN} > V_{CN}$ ③ $V_{BN} > V_{AN}$ ⑤ $V_{CN} > V_{BN}$

② $-(V_{CN} > V_{BN})$ ④ $-(V_{AN} > V_{CN})$ 6 $-(V_{BN} > V_{AN})$

Secuencia: [illegible] un pulso en el cruce de Van con cero, retardar el pulso π/6+α, con esto disparo T_1 [illegible] 5 pulsos más, esto retrasa π/6 respecto a lo anterior para T_2 - T_6

$V_{BC} = \sqrt{3}\, V_{MAX}\, sen(\omega t - \pi/2)$

$V_{CA} = \sqrt{3}\, V_{MAX}\, sen(\omega t + \pi/2)$



$V_{AN} = V_{MAX}\, sen(\omega t)$

$V_{BN} = V_{MAX}\, sen(\omega t - \frac{2\pi}{3})$

$V_{CN} = V_{MAX}\, sen(\omega t + \frac{2\pi}{3})$

$V_{AB} = \sqrt{3}\, V_{MAX}\, sen(\omega t + \pi/6)$

$$V_{AV} = \frac{1}{\frac{2\pi}{6}} \int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2+\alpha} V_{AB}\, d(\omega t)$$

$\frac{3}{\pi}$

$$V_{AV} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{MAX} \cos\alpha$$

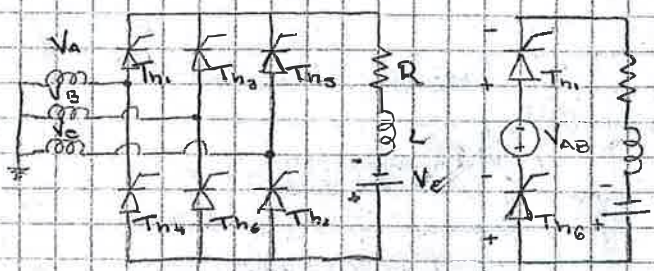
Si $\alpha = 0 \Rightarrow V_{AV_0} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{MAX}$.

Por lo que la tension de salida promedio normalizada:

$$V_{AV_N} = \cos\alpha = \frac{V_{AV}}{V_{AVm}}$$

Si la carga es resistiva pura, el rectificador funciona como semicontrolado ya que los tiristores solo pueden conducir en un sentido.

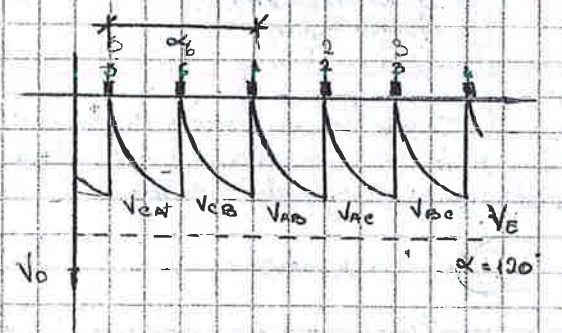
Carga RLE



Funciona con

$90° \leq \alpha \leq 180°$

Tiene que haber una fcem (V_E) que asegure que los tiristores estan polarizados en directa.



α NO puede ser $> 180°$ por que no cumpliría las cond de disparo

Para evitar problemas se toma un α_{MAX} que vendría a ser los 180° menos el tiempo de apagado de los tiristores [t_q] y el de conmutacion [U]

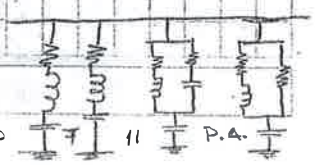
$$\alpha_{MAX} = 180° - U[°] - t_q[°]$$

$$\boxed{\alpha_{MAX} \cong 150°}$$

Armónicos

$v = k \cdot p \pm 1 \quad k = 1, 2, 3, \ldots \quad p = n° \text{ de pulsos}$

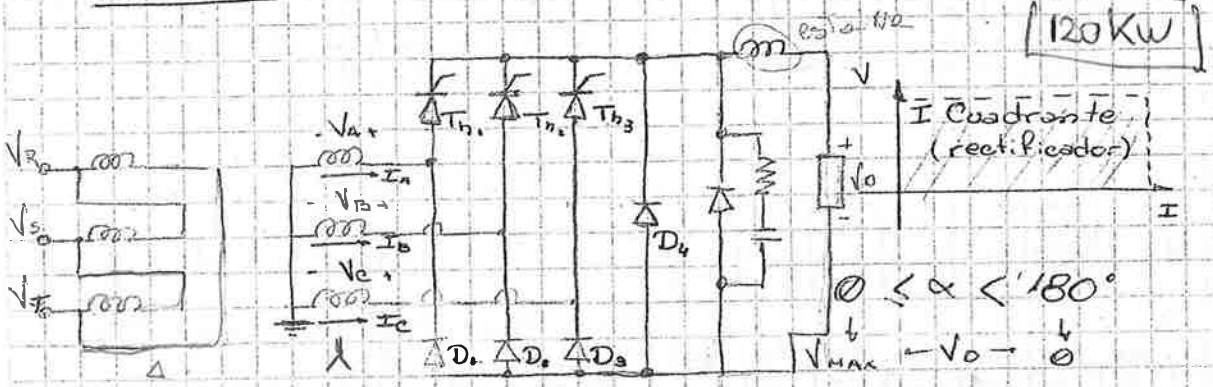
para PDB $p = 6 \Rightarrow v = 5, 7, 11, 13, 17, 19 \ldots$

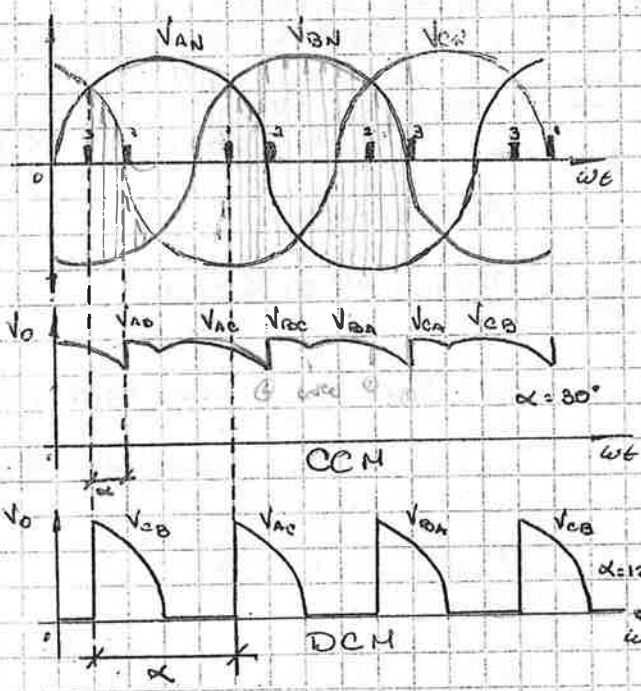


NOTA

Rectificador Trifasico Semicontrolado.

120 KW





Modo Continuo

$\alpha < \pi - 2\pi/q$

$$V_{AV} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_{MAX}(1+\cos\alpha)$$

Modo Discontinuo

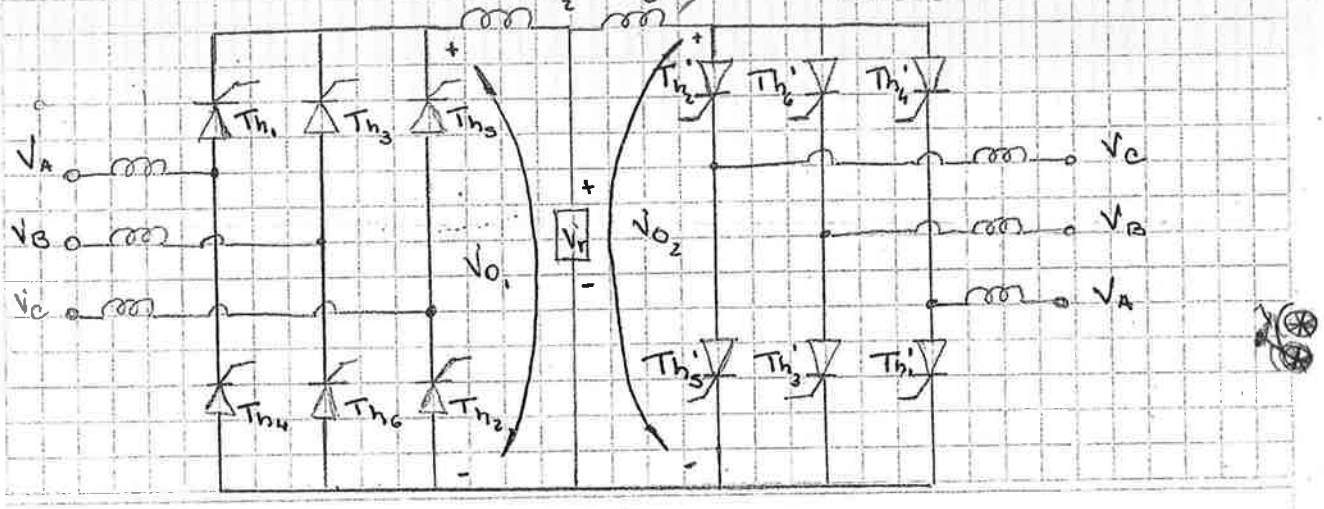
$\alpha > \pi - 2\pi/q$

$$V_{AV} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_{MAX}(1+\cos\alpha)$$

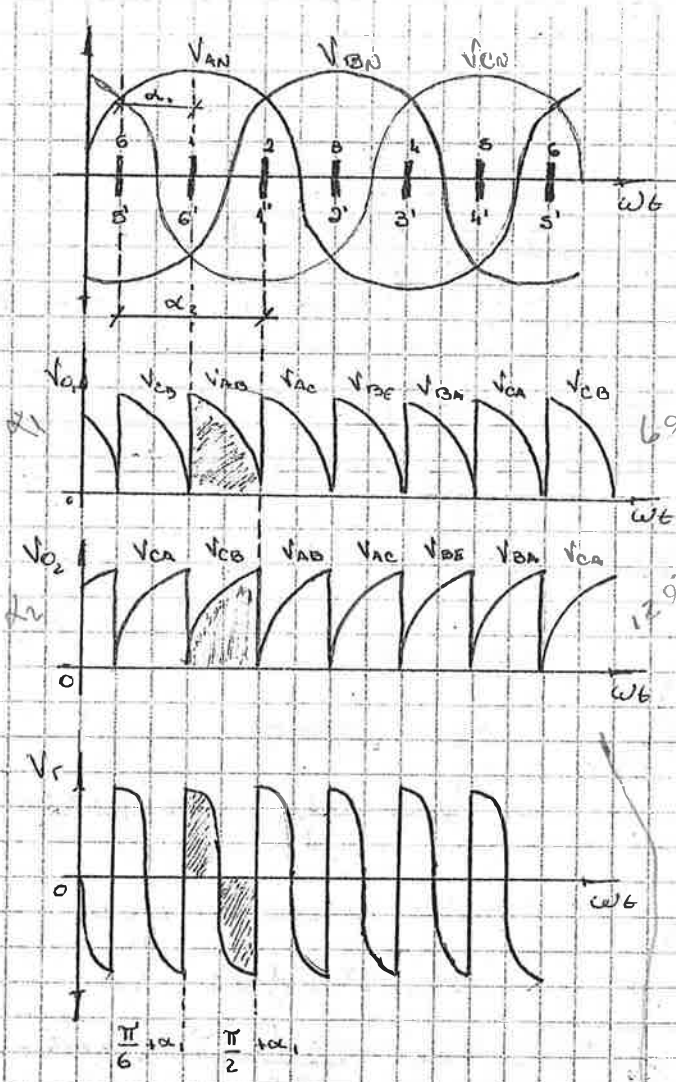
Si los requisitos de Vout son mayores a los posibles, se agrega lo que está en rojo.

Rectificador Dual.

reduce la corriente circulante



$$i_r = \frac{3\sqrt{m}}{\omega L_r}\left[\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) - \sin\alpha\right]$$



Para 80 M V

II Cuadrante (Inversor)	I Cuadrante (rectificador)
III Cuadrante (rectificador)	IV Cuadrante (Inversor)

$V_{AN} = V_{MAX}\ \text{Sen}(\omega t)$

$V_{BN} = V_{MAX}\ \text{Sen}(\omega t - 2\pi/3)$

$V_{CN} = V_{MAX}\ \text{Sen}(\omega t - 4\pi/3)$

$V_{AB} = V_{AN} - V_{BN} =$
$= \sqrt{3}\, V_{MAX}\ \text{Sen}(\omega t + \pi/6)$

$V_{CB} = V_{CN} - V_{BN} =$
$= \sqrt{3}\, V_{MAX}\ \text{Sen}(\omega t + \pi/2)$

Analizando

$\frac{\pi}{6} + \alpha_1 \leq \omega t \leq \pi/2 + \alpha_1$

$V_r = V_{O_1} - V_{O_2} = V_{AB} - V_{CB}$

$V_r = \sqrt{3}\, V_{MAX}\ \cos(\omega t - \pi/6)$

$\boxed{\alpha_1 = \alpha \quad \alpha_2 = \pi - \alpha}$

NOTA

HOJA Nº 4

FECHA

Practico

Rectificadores.

A.1) Diseño completo de un rectificador Dual aplicado a un motor de CC con control de los 4 Cuadrantes.

- $V_{in} = 380\ V_{rms}$
- Tres fases con neutro y corriente circulante
- $V_{ref} = 0 \sim 15\ V$

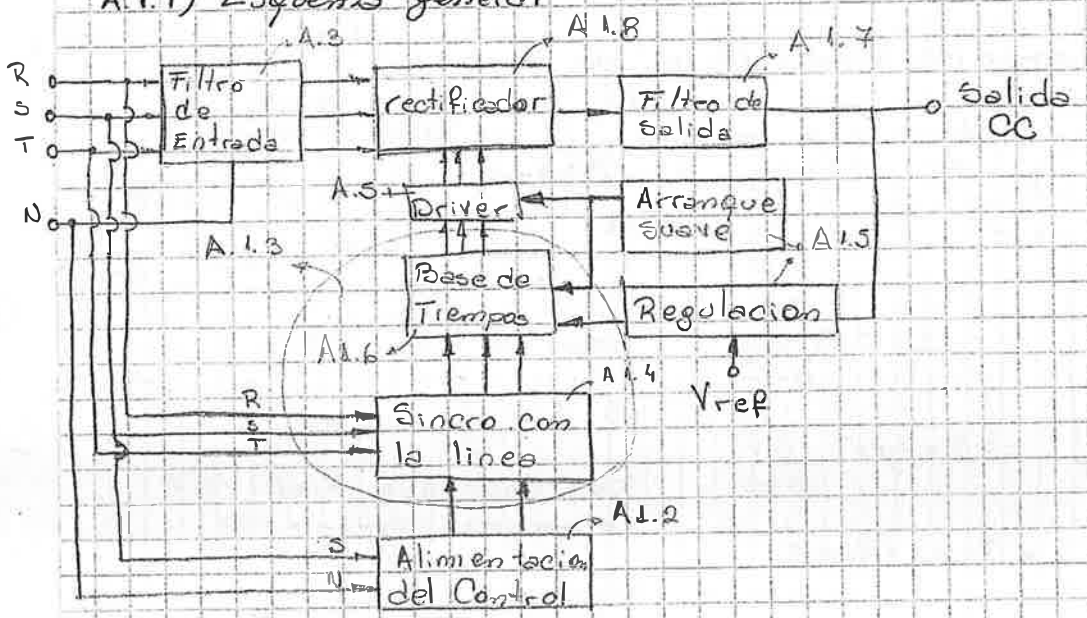
A.2) Selección y calculo de los disp de potencia

A.3) Diseñar filtro de entrada de línea para disminuir los armónicos generados a la red por el rect.

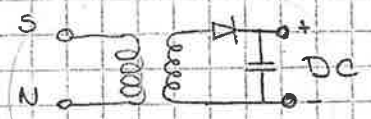
A.4) Red de ayuda SNUBBER

A.5) Drive de compuerta del tiristor, arranque suave y protección de sobrecorriente.

A.1.1) Esquema general

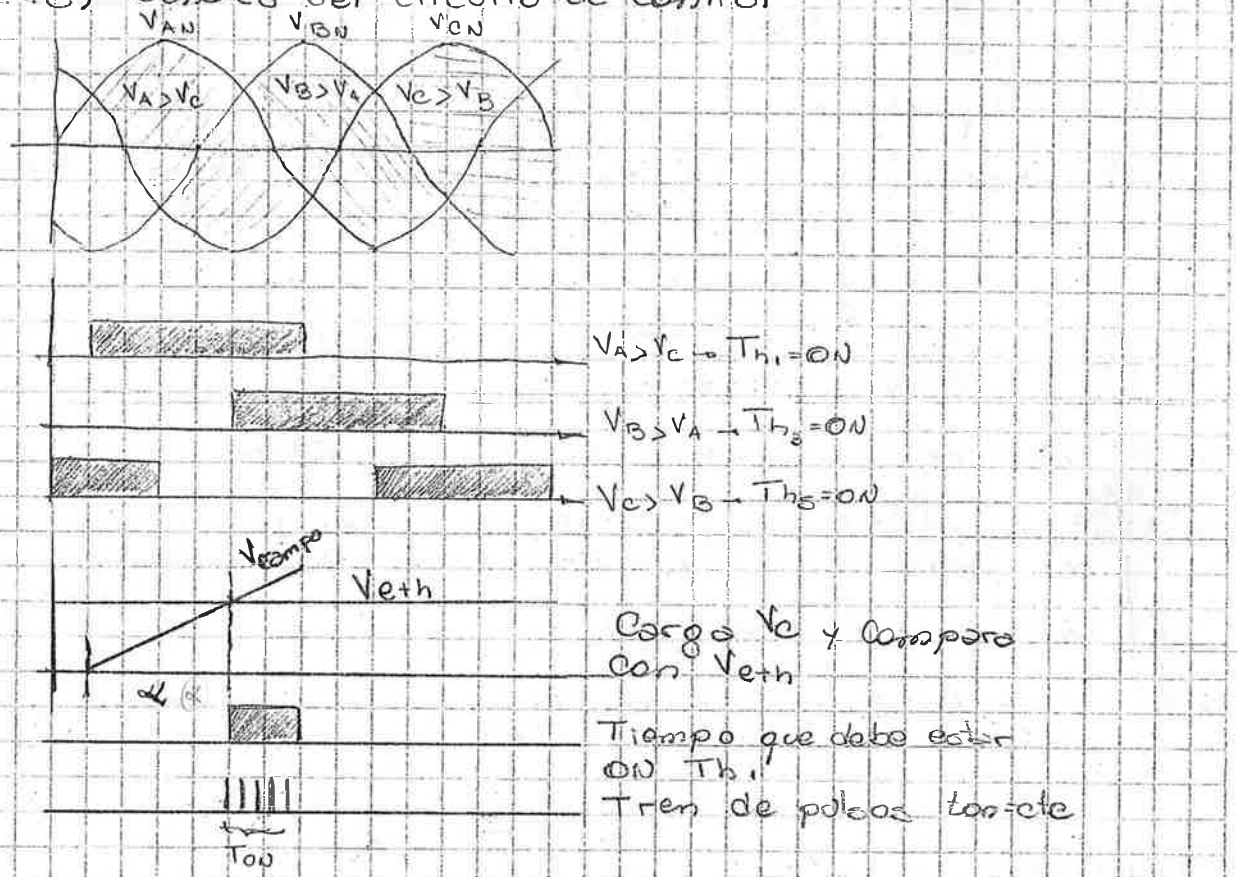


A.1.2 Alimentacion de la etapa de control

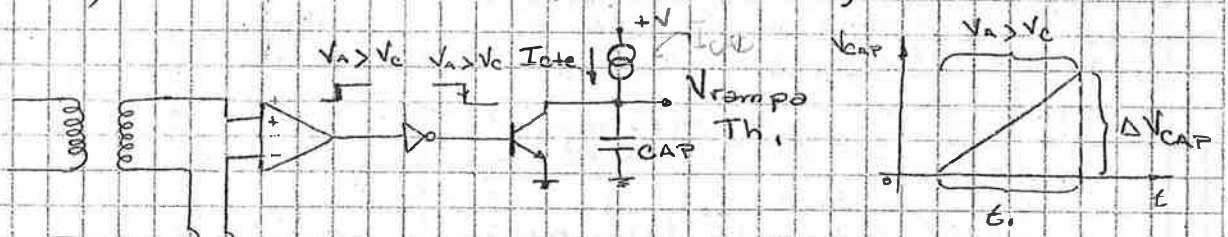


NOTA

A.1.3) Señales del circuito de control



A.1.4) Sensor de línea (Sinc. de fase)



$$I = C \frac{dV_{CAP}}{dt}$$

$$\Rightarrow I = 1\mu F \cdot \frac{15\,V}{10\,ms}$$

$$\bullet\ I_{cte} = 1{,}5\,mA$$

con frec línea = 50 Hz

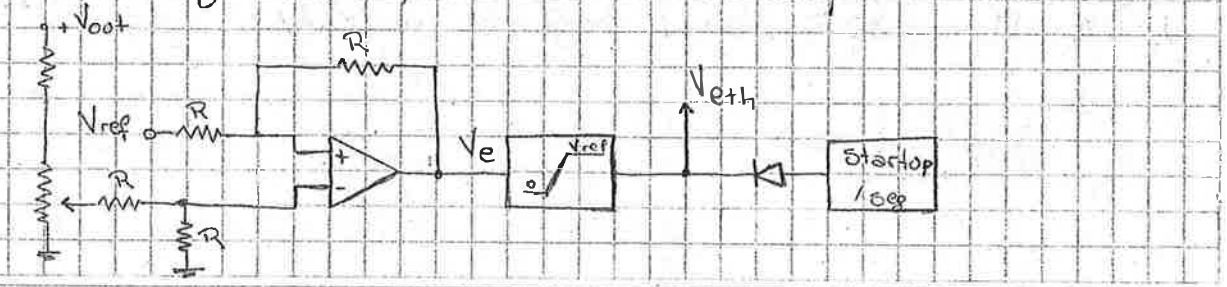
$$\Rightarrow t_1 = \frac{1/50}{2} = 10\,ms$$

sabiendo que $V_{ref} = 15V$

tomamos $\Delta V_{CAP} = 15V$

Elegimos $C = 1\mu F$

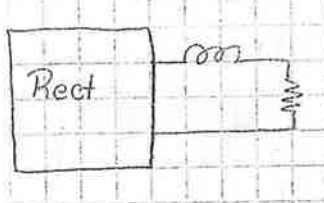
A.1.5) Regulación y circuito de arranque.



NOTA

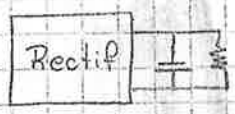
A.1.6) Base de tiempos

A.1.7) Filtro de salida.



P/alta Potencia

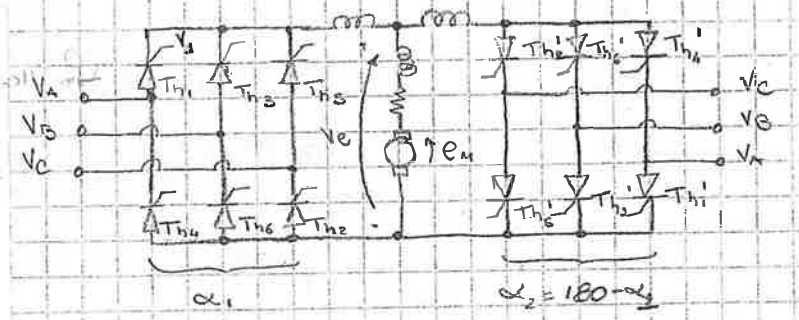
Mejora F.F.

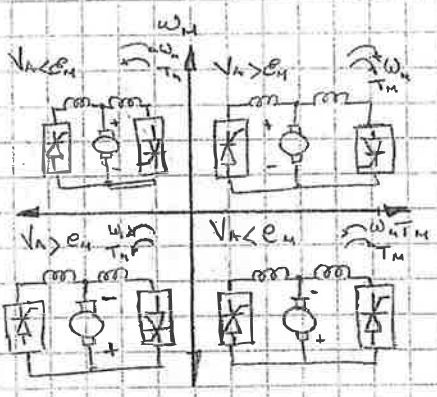


P/baja Potencia

Mejora ripple

A.1.8) Rectificador Dual





A.2.) Calculo de los tiristores.

$V_{LL-RMS} = 380\ V$

$V_{LN-RMS} = 220\ V \rightarrow V_{LN_{MAX}} = \sqrt{2}\ V_{LN_{RMS}}$

$V_{LN_{MAX}} = 311\ V$

NO LA CACHO

$I_r = 10\%\ I_A = 10\%\ I_{OL_{MAX}}$

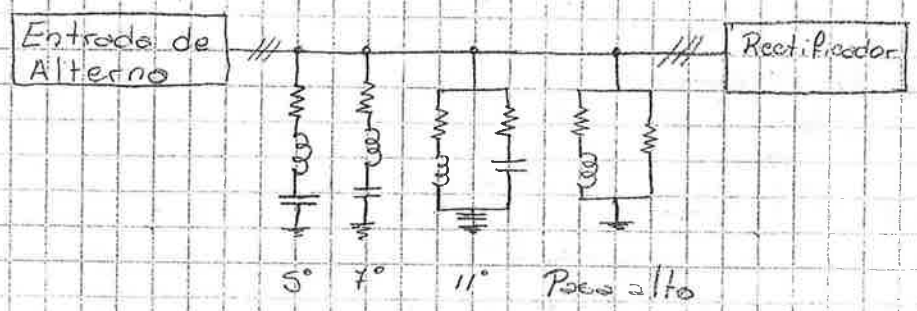
$I_{TH_{AV}} = \frac{I_{O_{MAX}}}{3} \qquad I_{TH_{RMS}} = \frac{I_{O_{MAX}}}{\sqrt{3}}$

$V_{R-MAX} = 2\ V_{MAX} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{29}\right) = 2 \cdot 311 \cdot \cos(\pi/6) \qquad V_{R_{MAX}} = 539\ V$

$V_{AV} = 100\ V = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{LN_{MAX}} \cos\alpha \Rightarrow \alpha = 78{,}79°$

$V_{AV} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{MAX} \cos\alpha$

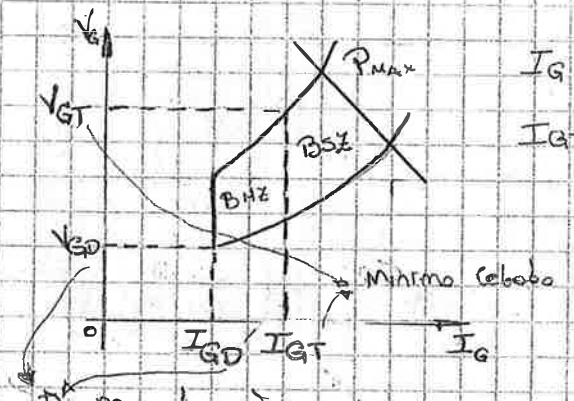
A.3) Filtro de entrada.



A.4) Red SNOBBER

Controla la $\frac{dV}{dt}$

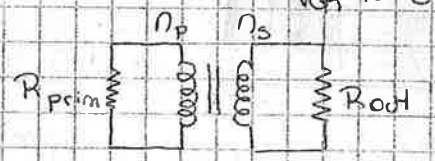
A.5) Driver del Tiristor



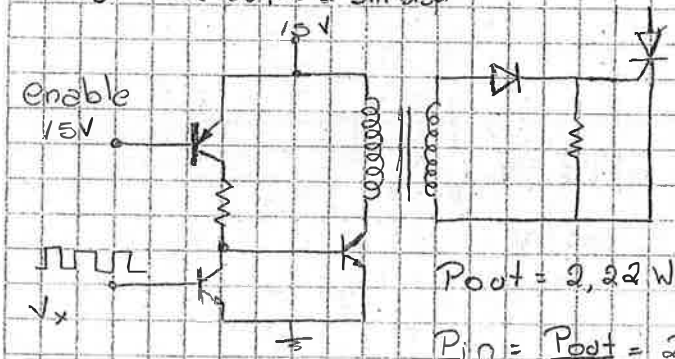
$I_G = 3$ a 5 veces I_{GT}

$I_{GT} \simeq 150\ mA \Longrightarrow I_G = 600\ mA$

$V_{GT} \approx 3V$



$$R_{out} = \frac{V_D + V_{GT}}{I_G} = \frac{0,7+3}{0,6} = 6,1\overline{6}$$



$$R_{prim} = \left(\frac{n_p}{n_s}\right)^2 R_{out}$$

$P_{out} = (V_D + V_{GT}) \cdot I_G = 3,7V \cdot 0,6A$

$P_{out} = 2,22\ W$ dato $\eta = 0,8$

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta} = \frac{2,22\ W}{0,8} \Longrightarrow P_{in} = 2,775\ W$$

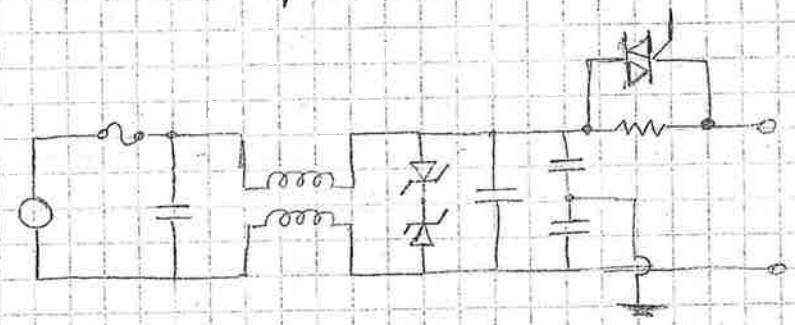
$P_{in} = (V_{cc} - V_{CE_{SAT}}) \cdot I_{in} \Longrightarrow I_{in} = 0,18\ A$

$$N = \frac{V_p}{V_s} = \frac{V_{cc} - V_{CE_{SAT}}}{V_D + V_{GT}} = \frac{14,8}{3,7} \qquad N = 4$$

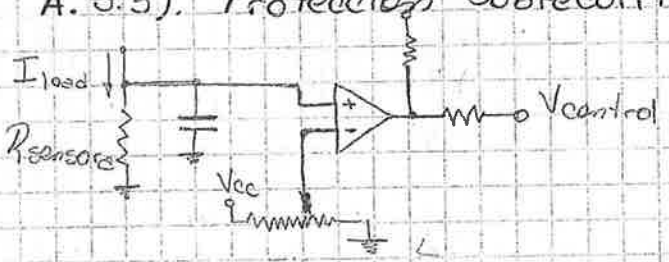
$R_{prim} = 4^2 \cdot 6,16 \Longrightarrow R_{prim} = 98,6\ \Omega$

NOTA

A.5.2) Arranque Suave



A.5.3). Proteccion Sobrecorriente



B.1) Diseño de un rectificador semicontrolado PD3

B.2) Diseño circuito de control

B.3) Diseño sincronismo de fase

B.4) Etapa de Potencia.

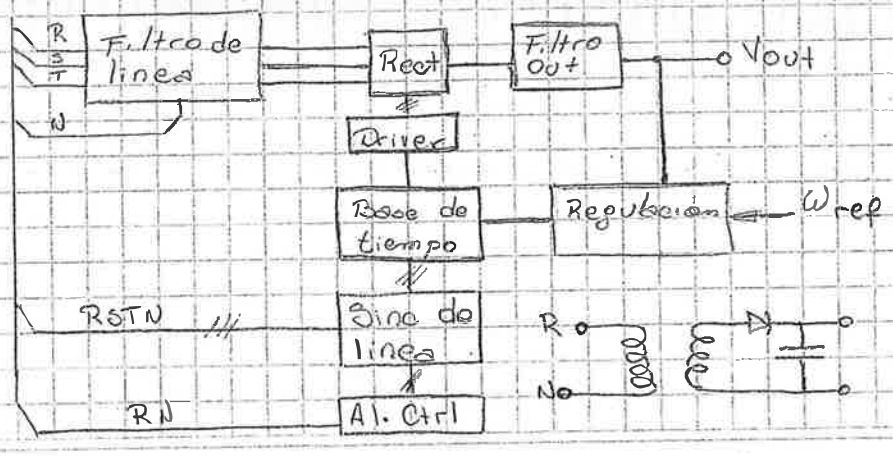
Datos: $Io_{MAX} = 100\,A$, carga resistiva.

$Vout = 100\,V$ a $Vout_{MAX}$ posible

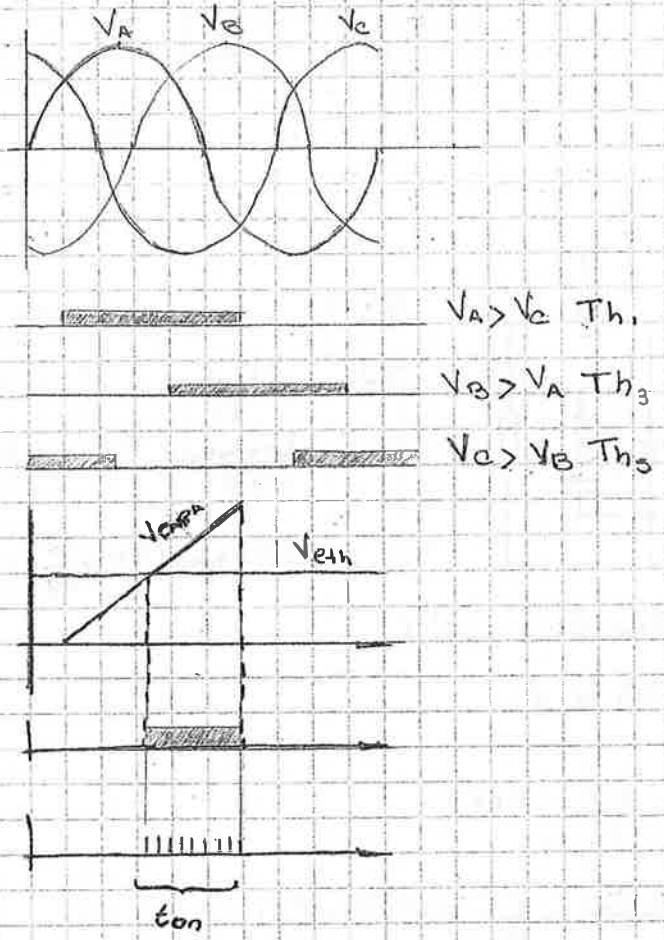
$Vin = 380\,V$, $50\,Hz$, con neutro

$Vref = 0$ a $15\,V$

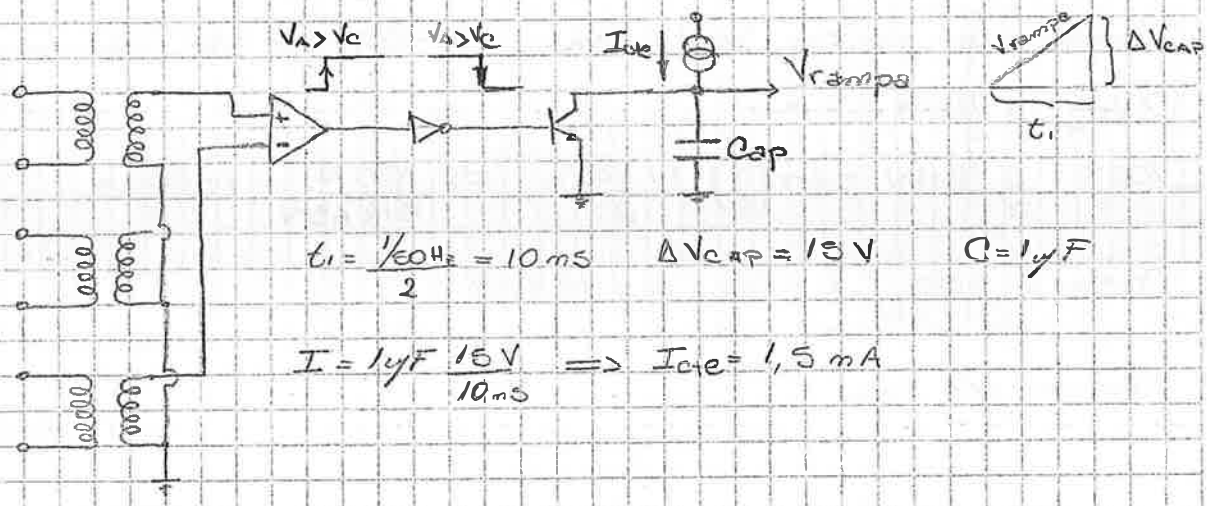
B.1.1)



B 1.3) _ Señales del circuito de Ctrl



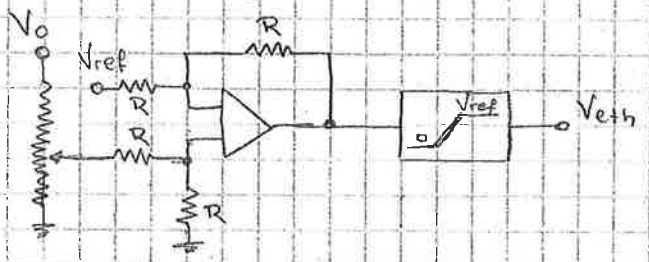
B 1.4) Sincronismo con la Red



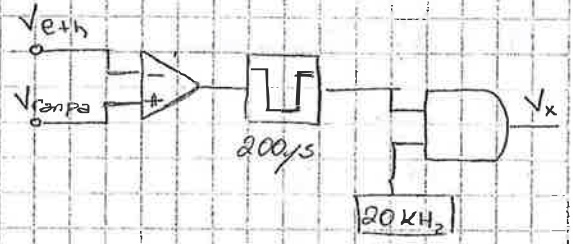
$t_1 = \frac{1/50Hz}{2} = 10ms$ $\Delta V_{CAP} = 15V$ $C = 1\mu F$

$I = 1\mu F \frac{15V}{10ms} \Rightarrow I_{cte} = 1,5\ mA$

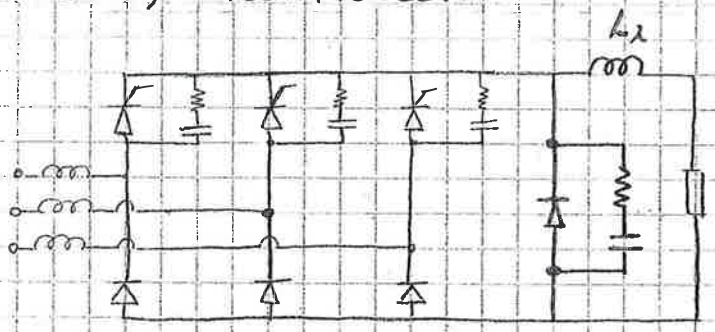
B 1.5) Regolación



B 1.6) Base de tiempo.



B 1.6) Rectificador



$q = 3 \qquad I_{o_{MAX}} = 100A$

$I_{AV} = \frac{I_{o\,MAX}}{q} = 33,33A$

$I_{RMS} = \frac{I_{o\,MAX}}{\sqrt{3}} = 57,73\,A$

$V_{r_{MAX}} = 2\,V_{MAX}\cos\left(\frac{\pi}{2q}\right)$

$V_{LN} = 220\,V \Rightarrow V_{MAX_{RMS}} = V_{LN}\cdot\sqrt{2} = 311\,V$

$V_{r_{MAX}} = 2\cdot 311\,V\cdot\cos(\pi/6) = 538,66\,V$

Para CCM $\alpha_{MAX} = \pi - \frac{2\pi}{q} = 60°$

$V_{AV} = \frac{2q}{\pi} V_{MAX}\,\text{sen}\,\frac{\pi}{q}\,\frac{1+\cos\alpha}{2} = \frac{6}{\pi}\cdot 311\,V\,\text{sen}\left(\frac{\pi}{3}\right)\cdot\frac{1+\cos 60°}{2}$

$V_{AV_{MAX}} = 385,8\,V$

Como nos piden $V_{out} = V_{AV_{MAX}} = 538,66\,V$, se nec. L_λ

$P/V_{o_{Min}} = 100\,V \Rightarrow \alpha = ?$

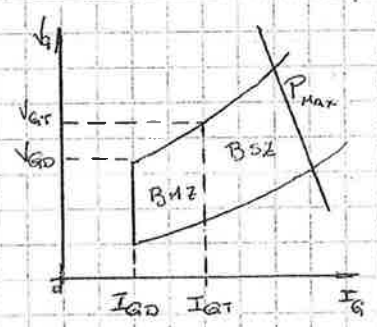
$100\,V = \frac{6}{\pi}\cdot 311\,V\,\text{sen}\left(\frac{\pi}{3}\right)\frac{1+\cos\alpha}{2} \Rightarrow \frac{100\,V}{514,65\,V} = \frac{1+\cos\alpha}{2}$

$\cos\alpha = \frac{200}{514,65} - 1 \Rightarrow \alpha = 127,67°$

$R_{prim} = N^2\cdot R_{sec}$

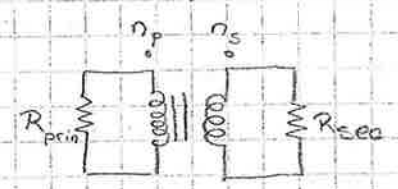
NOTA

Driver del tiristor



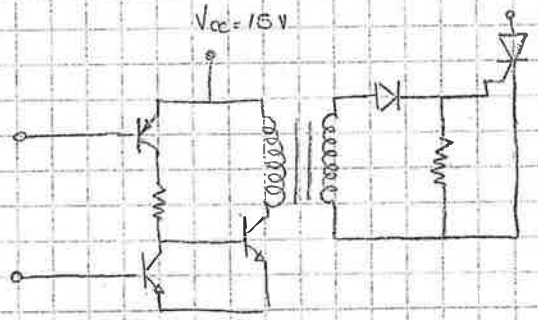
$I_g = 3 \text{ a } 5 \text{ veces} > I_{GT}$

$V_{GT} \cong 4V$; $I_{GT} = 150\,mA \Rightarrow I_g = 750\,mA$, $V_G = 4V$



$V_D + V_G = R_{sec} \cdot I_g$

$R_{sec} = \frac{0{,}7V + 4V}{750\,mA} \Rightarrow R_{sec} = 6{,}26\,\Omega$



$P_{out} = I_G V_G = 0{,}75A \cdot 4V = 3W$

Dato $\eta = 0{,}8 \Rightarrow \eta = \frac{P_{out}}{P_{in}}$

$P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta} = \frac{3W}{0{,}8} = 3{,}75W$

$P_{in} = I_{in} \cdot (V_{cc} - V_{CE_{sat}}) \Rightarrow I_{in} = \frac{P_{in}}{V_{cc} - V_{CE_{sat}}} = \frac{3{,}75\,W}{15V - 0{,}2V} = 268\,mA$

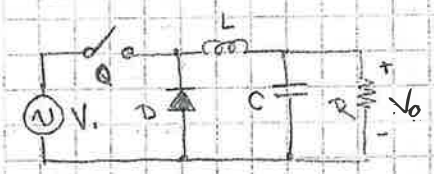
$\frac{V_P}{n_p} = \frac{V_S}{n_s} \Rightarrow \frac{V_{cc} - V_{CE_{sat}}}{V_g} = \frac{n_P}{n_S} = N$

$N = 3{,}7$

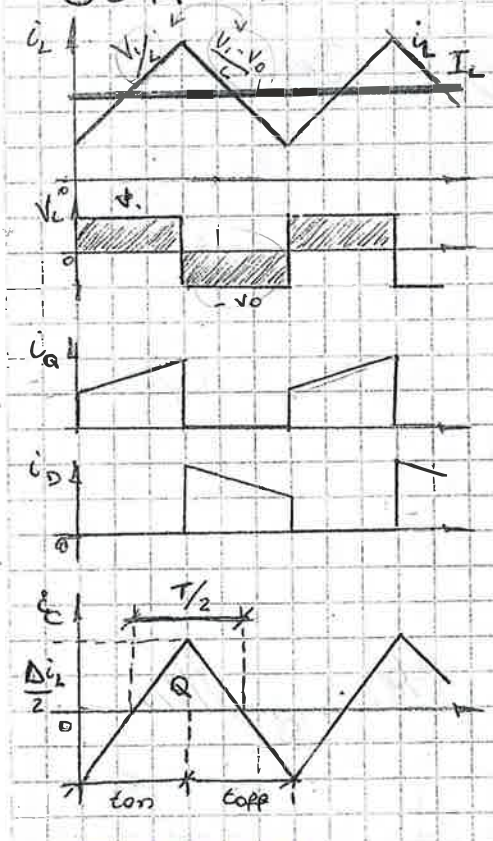
$R_{prim} = N^2 R_{sec} \Rightarrow R_{prim} = 3{,}7^2 \cdot 6{,}26\,\Omega = 85{,}7\,\Omega$

Fuente Conmutada

• BUCK

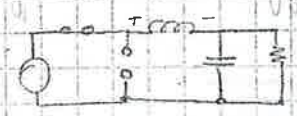


CCM



CCM

• ton



$$V_1 - V_o = L\frac{\Delta i_L}{t_{on}} \Rightarrow \Delta i_L^+ = \frac{V_1 - V_o}{L} D.T$$

• toff

$$V_o = L\frac{\Delta i_L}{t_{off}} \Rightarrow \Delta i_L^- = \frac{V_o}{L}(1-D)T$$

$$\Delta i_L = \Delta i_L^+ = \Delta i_L^-$$

$$\frac{V_1 - V_o}{\cancel{L}} D\cancel{T} = \frac{V_o}{\cancel{L}}(1-D)\cancel{T}$$

$$\frac{V_o}{V_1} = D = M(D) \Rightarrow DV_1 = V_o \quad (1)$$

→ Calculo L

$$\underbrace{T}_{1/f_s} = t_{on} + t_{off} = \frac{\Delta i_L . L}{\underbrace{V_1 - V_o}_{V_1(1-D)}} + \frac{\Delta i_L L}{\underbrace{V_o}_{DV_1}}$$

$$\frac{1}{f_s} = \frac{\Delta i_L . L}{V_1(1-D)D}$$

$$L = \frac{(1-D)DV_{in}}{f_s \Delta i_L} \Rightarrow \Delta i_L = \frac{(1-D)V_o}{f_s L} \quad (2)$$

→ Calculo C

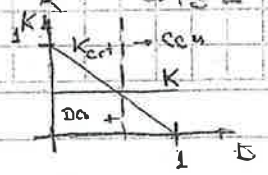
$$Q = \underbrace{\frac{1}{2}.\frac{T}{2}}_{t_{on}/2}.\frac{\Delta i_L}{2} = \frac{\Delta i_L}{8 f_s} \quad \wedge \quad C = \frac{\Delta Q}{\Delta V_o} = \frac{\Delta i_L}{8 f_s \Delta V_o}$$ Entro (2)

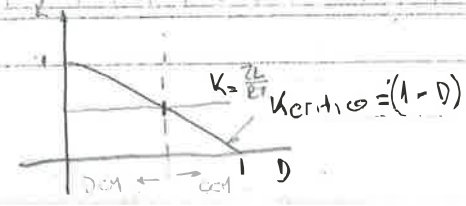
$$C = \frac{(1-D)}{8 f_s^2 L \frac{\Delta V_o}{V_o}}$$

$$\left[\begin{array}{ll} \eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{out}}{P_{out}+P_D+P_{out}+P_Q+P_L} & \\ P_{out} = V_{out} I_{out} = \frac{V_{out}}{V_{in}} & P_L = (I_s)_L^2 \\ P_D = V_D I_{out}\left(1-\frac{V_{out}}{V_{in}}\right) & P_Q = V_{in} I_Q \end{array}\right]$$

→ Limite DCM CCM si $I_L < \frac{\Delta i_L}{2}$ entra en DCM

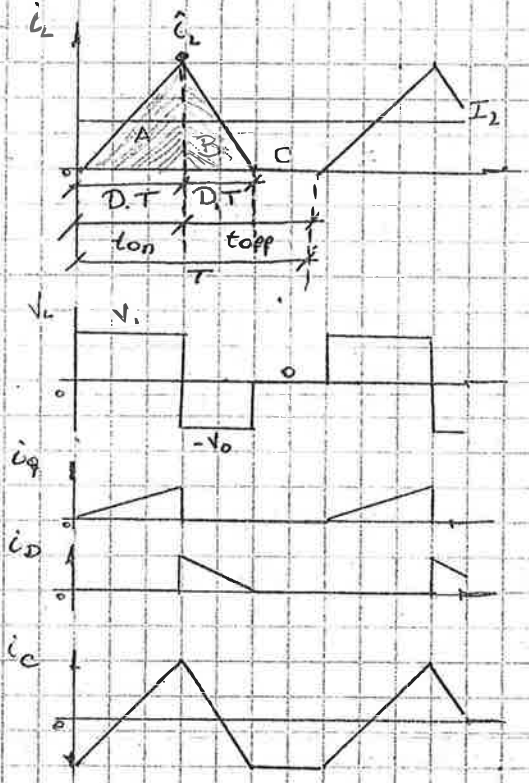
$$\left.\begin{array}{l} \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{(1-D)V_o}{2 f_s L} \\ I_L = \frac{V_o}{R} \end{array}\right\} \quad \frac{V_o}{R} < \frac{(1-D)V_o}{2 f_s L} \Rightarrow \text{si } \underbrace{\frac{2L}{RT}}_{K} < \underbrace{(1-D)}_{K_{crit}} \text{ entra en DCM}$$





NOTA:

DCM.



con $\Delta i_L^+ = \frac{V_1 - V_0}{L} DT$

t_1 $\Delta i_L^- = \frac{V_0}{L} D_1 T$

$\frac{V_1 - V_0}{\cancel{L}} D\cancel{T} = \frac{V_0}{\cancel{L}} D_1 \cancel{T} \Rightarrow V_1 - V_0 = V_0 \frac{D_1}{D}$ (3)

$\frac{V_0}{V_1} = \frac{D}{D_1 + D}$ (4)

$I_L = \frac{A+B+C}{T} = \left[\frac{D\cancel{T}\cdot\hat{i}_L}{2} + \frac{D_1\cancel{T}\cdot\hat{i}_L}{2}\right]\frac{1}{\cancel{T}}$

$I_L = \frac{\hat{i}_L}{2}(D + D_1) = \frac{V_0}{R}$

$\hat{i}_L = \underbrace{\frac{di_L}{dt}}_{\text{Pendiente}} \cdot \underbrace{DT}_{\text{T. Ciclo}} = \frac{V_1 - V_0}{L} \cdot DT$

Pero de (3) $V_1 - V_0 = V_0 D_1/D$

$\hat{i}_L = \frac{V_0 D_1}{\cancel{D} L} \cancel{D} T \Rightarrow \hat{i}_L = \frac{V_0}{L} D_1 T$

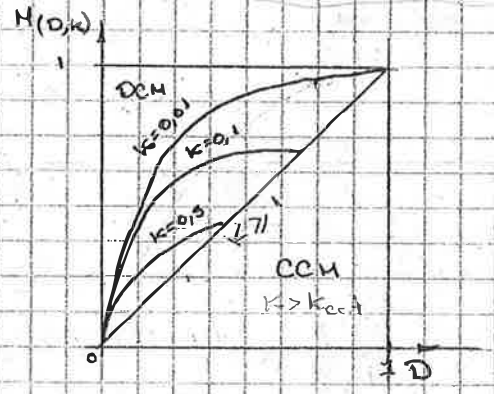
$\therefore \frac{\cancel{V_0}}{R} = \frac{\cancel{V_0}}{2L} D_1 T \cdot (D + D_1) = (D_1^2 + D_1 D)\frac{T}{2L}$

$0 = D_1^2 + D_1 D - \underbrace{\frac{2L}{RT}}_{K} \Rightarrow D_1 = \frac{-D + \sqrt{D^2 + 4K}}{2}$

De (4)

$\frac{V_0}{V_1} = \frac{D}{D + \frac{-D + \sqrt{D^2 - 4K}}{2}} = \frac{2\cancel{D}}{2\cancel{D} - \cancel{D} + \cancel{D}\sqrt{1 + 4K/D^2}}$

$\frac{V_0}{V_1} = \frac{2}{1 + \sqrt{1 + \frac{4K}{D^2}}} = M_{(D,K)}$



Selección de dispositivo

$T_x \begin{cases} V_{CEV} \text{ o } V_{DSS} > V_{in\,max} \\ I_{C\,max} \text{ o } I_{D\,max} > I_{out} + \frac{\Delta i_L}{2} \end{cases}$

$\text{Diodo} \begin{cases} V_{RRM} > V_{in\,max} \\ I_{F_{AV}} \geq I_{out}(1-D) \end{cases}$

si $K > K_{crit}$ $M_{(D,K)} = M_{(D)} = D$

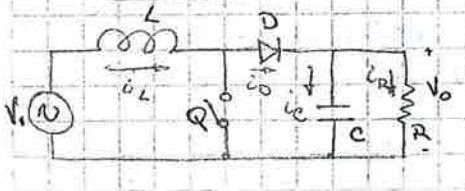
si $K < K_{crit}$ $M_{(D,K)} = \frac{2}{1 + \sqrt{1 - \frac{4K}{D^2}}}$

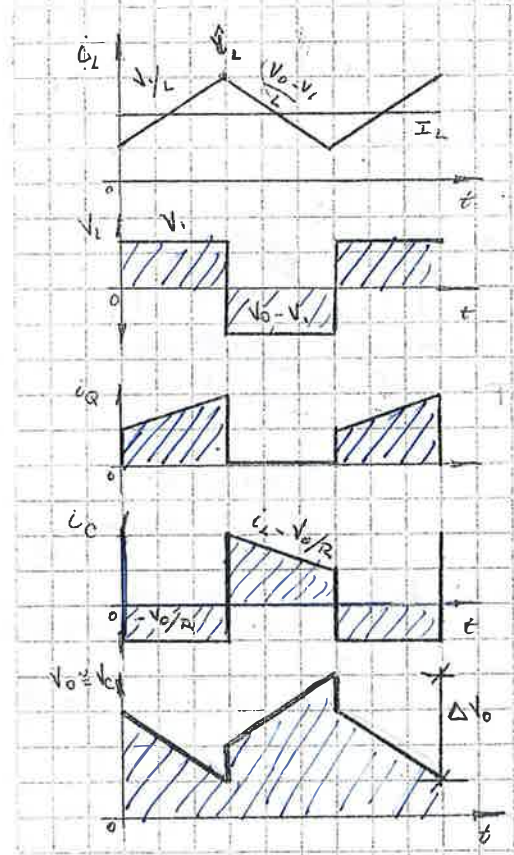
En DCM ↑ lo V_0

NOTA

$V_i = \frac{\Delta i_L}{t_{on}} L$

Boost





→ Limite DCM, CCM

- Cuando $I_L < \frac{\Delta i_L}{2}$ entro en DCM

Sabemos $\int_0^T i_{C(t)}\,dt = 0 \Rightarrow i_{C_{ON}} + i_{C_{OFF}} = 0 \Rightarrow -\frac{V_o}{R} D\cancel{T} + \left(i_L - \frac{V_o}{R}\right)(1-D)\cancel{T} = 0$

$i_L(1-D) = \frac{V_o}{R}$ De ② $V_o = \frac{V_i}{1-D} \Rightarrow i_L = \frac{V_i}{(1-D)^2 R}$

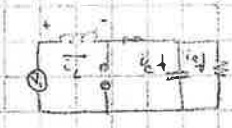
$\Rightarrow \frac{V_i}{(1-D)^2 R} < \frac{V_i}{2L} D \cdot T \Rightarrow \underbrace{\frac{2L}{RT}}_{K} < \underbrace{D\cdot(1-D)^2}_{K_{dcm}}$

CCM

- ~~DCM~~

- t_{on} $\Delta i_L^+ = \frac{V_i}{L} t_{on} = \frac{V_i}{L} D \cdot T$ ①

$\Rightarrow t_{on} = L \frac{\Delta i_L}{V_i}$

- t_{off}  $\Delta i_L^- = \frac{V_o - V_i}{L}(1-D)T$

$\Rightarrow t_{off} = \frac{L \Delta i_L}{V_o - V_i}$

$\Delta i_L = \Delta i_L^+ = \Delta i_L^-$

$M(D) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-D}$ ②

$\left(\frac{1}{V_i} + \frac{1}{V_o - V_i}\right) = \frac{1}{D}$

→ Calculo de L

$T = t_{on} + t_{off} = \frac{L \Delta i_L}{V_i} + \frac{L \Delta i_L}{V_o - V_i}$

$\boxed{L = \frac{V_i \cdot D}{\Delta i_L \cdot f_s}}$

$\frac{L \Delta i_L}{V_i D} = \frac{1}{K}$

$L \Delta i_L \left(\frac{1}{V_i} + \frac{1}{V_o - V_i}\right)$

$\frac{L \Delta i_L}{V_i}\left(1 + \frac{1}{\frac{V_o}{V_i} - 1}\right)$

$\frac{\Delta i_L}{V_i}\left(1 + \frac{1}{\frac{1}{1-D} - 1}\right)$

$1 + \frac{1-D}{D}$

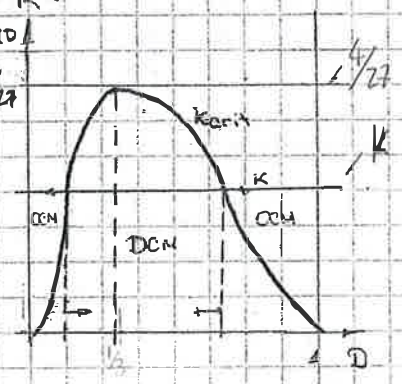
$\frac{D+1-D}{D} = \frac{1}{D}$

→ Calculo C

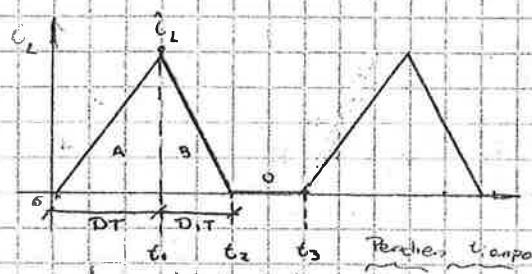
$i_{C(t)_{ON}} = C \frac{dV_C}{dt} \Rightarrow \frac{V_o}{R} = C \frac{-\Delta V_o}{t_{on}}$

$\boxed{C = \frac{D}{f_s R} \cdot \frac{V_o}{\Delta V_o}}$

Hago en tan la carga [illegible]



• DCM



entre t_1 y t_2 $\Delta i_{L_{t_1}} = \Delta i_{L_{t_2}}$

$$\frac{V_{in}}{\cancel{L}} D\cancel{T} = \frac{(V_o - V_1)}{\cancel{L}} D_1\cancel{T} \Rightarrow \frac{V_o}{V_1} = \frac{D + D_1}{D_1} \quad (3)$$

El diodo solo conduce en (B)

$$\Rightarrow |I_D| = \overbrace{D_1T}^{\text{Base}} \cdot \frac{\overbrace{\hat{i}_L}^{\text{Altura}}}{2} \cdot \frac{1}{T} \quad (4)$$

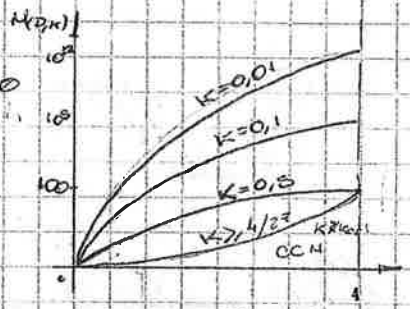
Por otro lado $\hat{i}_L = \underbrace{\frac{di_L}{dt}}_{\text{Pendiente}} \cdot \underbrace{D.T}_{\text{tiempo}} = \frac{V_{in}}{L} D.T$ Reemplazando en (4)

$$|I_D| = \frac{D_1}{2} \cdot \frac{V_{in}}{L} DT = \frac{V_o}{R} \quad \text{y} \quad |I_D| = |I_C| + |I_R| \wedge |I_C| = 0 \text{ y } |I_R| = V_o/R$$

$$\Rightarrow D_1 = \underbrace{\frac{2L}{RT}}_{K} \frac{1}{D} \frac{V_o}{V_1}$$ Reemplazando en (3)

$$\frac{V_o}{V_1} = \frac{D + K/D \cdot V_o/V_1}{K/D \cdot V_o/V_1} \Rightarrow \left(\frac{V_o}{V_1}\right)^2 - \frac{V_o}{V_1} - \frac{D^2}{K} = 0$$

$$\therefore \frac{V_o}{V_1} = \frac{1 + \sqrt{1 + 4D^2/K}}{2} = M(D,K)$$



→ Selección de dispositivo

Tx $\begin{cases} V_{CEV} \text{ o } V_{DSS} > V_o \\ I_{C_{MAX}} \text{ o } I_{DSS} > I_{out}\left(1 + \frac{t_{on}}{t_{off}}\right) + \frac{\Delta I}{2} \end{cases}$

D $\begin{cases} V_{RMM} > V_{out} \\ I_{F(AV)} > I_{out} \end{cases}$

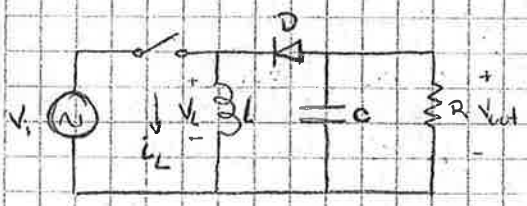
Si $K > K_{crit}$ $M(D,K) = M(D) = \frac{1}{1-D}$

Si $K < K_{crit}$ $M(D,K) = \frac{1 + \sqrt{1 + 4D^2/K}}{2}$

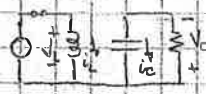
El funa en DCM ↑ la V_o

Buck-Boost:

Modo CCM



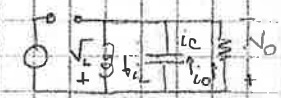
• t_{on}



$$\Delta i_L^+ = \frac{V_{in}}{L} DT$$

$$t_{on} = \frac{\Delta i_L}{V_{in}} L$$

• t_{off}



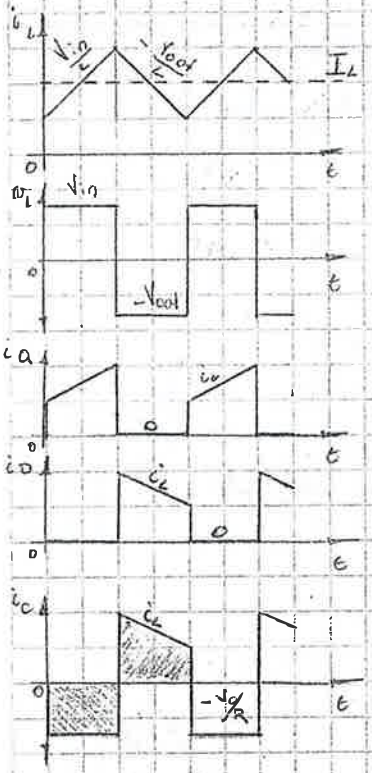
$$\Delta i_L^- = -\frac{V_{out}}{L}(1-D)T \; ; \quad t_{off} = -\frac{\Delta i_L}{V_{out}} L$$

$$\Delta i_L = \Delta i_L^+ = \Delta i_L^- \Rightarrow \boxed{M(D) = -\frac{D}{1-D}} \quad (1)$$

→ Calculo L

$$T = t_{on} + t_{off} = \frac{\Delta i_L}{V_{in}} L - \frac{\Delta i_L}{V_{out}} L \Rightarrow \boxed{L = \frac{V_{in} D}{f_s \Delta i_L}}$$

NOTA



→ Cálculo C

$$\Delta V_c = \frac{1}{C}\int_0^{t_{on}} i_c\,dt \quad = i_{out}\cdot t_{on}/C$$

para t_{on} $i_c = i_{out} = -V_o/R$

$$\therefore \boxed{C = \frac{V_{out}\cdot D}{f_s\, R\, \Delta V_c}}$$

• Límite CCM, DCM

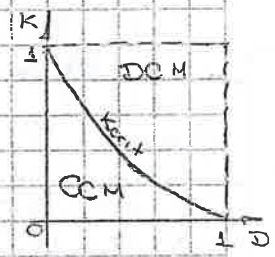
Cuando $I_L < \frac{\Delta i_L}{2}$ entra en DCM

Para t_{on}

$$\frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_{in}}{2L} D\cdot T$$

Con $\eta = 1 \Rightarrow V_{in} I_{in} = \frac{V_{out}^2}{R}$ Introduciendo ①

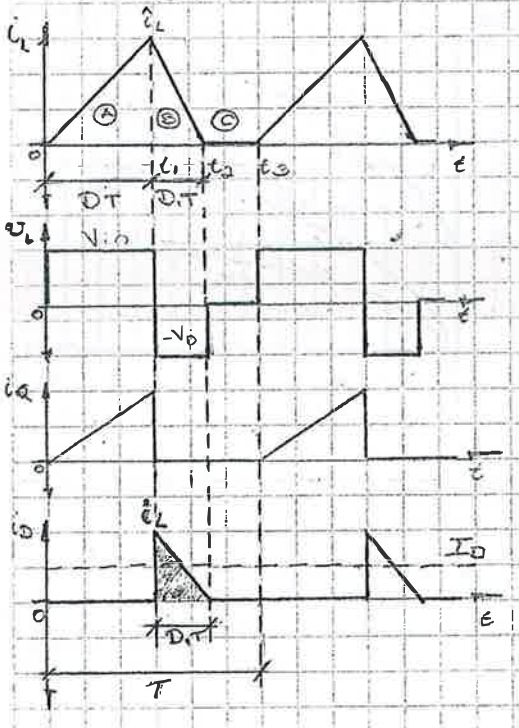
$$\therefore V_{in}\cdot I_{in} = \frac{V_{in}^2}{R}\left(\frac{D}{1-D}\right)^2 \quad ②$$



Por otro lado $I_{in} = \frac{1}{T}\int_0^{t_{on}} i_L\,dt = \frac{t_{on}}{T}\cdot \underbrace{DT}_{\text{Tiempo}}\cdot \overbrace{\frac{V_{in}}{L}}^{\text{Altura}}\cdot\frac{1}{2}$

Reemplazando en ② $\frac{V_{in}^2 D^2 T}{2L} = \frac{V_{in}^2 D^2}{R(1-D)^2} \Rightarrow \frac{2L}{RT} = (1-D)^2$

• DCM.



Entre t_1 y t_2 $\Delta i_L^+ = \Delta i_L^-$

$$\frac{V_{in}}{\cancel{L}} DT = -\frac{V_{out}}{\cancel{L}} D_1\cancel{T} \Rightarrow \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{D}{D_1} \quad ②$$

El diodo solo conduce en Ⓑ

$$\Rightarrow I_D = \frac{1}{2}\underbrace{D_1\cancel{T}}_{\text{Base}}\cdot \overbrace{\hat{i}_L}^{\text{Altura}}\cdot\frac{1}{\cancel{T}} = I_o \quad ③$$

Por otro lado, en Ⓐ

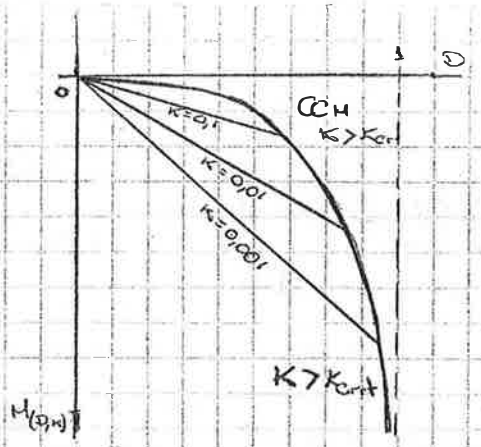
$$\hat{i}_L = \overbrace{\frac{di_L}{dt}}^{\text{Pend}}\cdot \overbrace{DT}^{\text{Tiempo}} = \frac{V_{in}}{L}\cdot DT \quad \text{reemplazando en ③}$$

$$I_D = \frac{D_1}{2}\cdot\frac{V_{in}}{L} DT = I_o = \frac{V_o}{R}$$

$$D_1 = \frac{V_{out}}{V_{in}}\cdot\underbrace{\frac{2L}{R_1T}}_{K}\cdot\frac{1}{D} \quad \text{Insertando en ②}$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-D}{\frac{V_{out}}{V_{in}} \cdot \frac{K}{D}} \Rightarrow \left(\frac{V_{out}}{V_{in}}\right)^2 = \frac{-D^2}{K}$$

$$\boxed{M_{(D,K)} = -\frac{D}{\sqrt{K}}}$$



Si $K > K_{crit}$

$M_{(D,K)} = M_{(D)} = -\frac{D}{1-D}$

Si $K < K_{crit}$

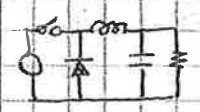
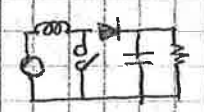
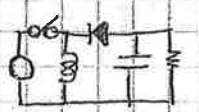
$M_{(D,K)} = -D/\sqrt{K}$

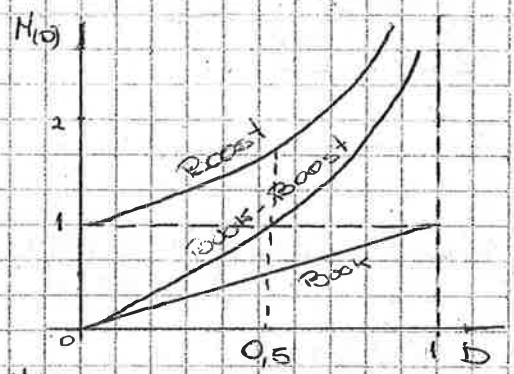
Seleccion de dispositivos

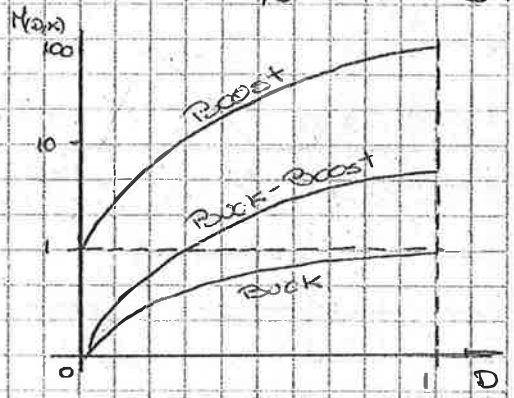
$$T_x \begin{cases} V_{CE} \text{ o } V_{DSS} > V_{in_{max}} + V_{out} \\ I_{C_{max}} \text{ o } I_{DSS} > I_{out}\left(1 + \frac{t_{on}}{t_{off}}\right) + \frac{\Delta i_L}{2} \end{cases}$$

$$D \begin{cases} V_{R_{MAX}} > V_{in_{max}} + V_{out} \\ I_{F_{AV}} > I_{out} \\ t_{rr} \text{ depende de } f_s \end{cases}$$

Resumen Comparativo

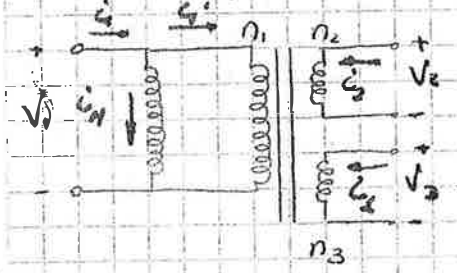
	Buck	Boost	Buck-Boost
$M_{(D)}$	D	$\frac{1}{1-D}$	$-\frac{D}{1-D}$
$M_{(D,K)}$	$\frac{2}{1+\sqrt{1+\frac{4K}{D^2}}}$	$\frac{1+\sqrt{1+\frac{4D^2}{K}}}{2}$	$-\frac{D}{\sqrt{K}}$
K_{crit}	$1-D$	$D(1-D)^2$	$(1-D)^2$
L	$\frac{D(1-D)V_{in}}{f_s \Delta i_L}$	$\frac{V_{in} \cdot D}{\Delta i_L f_s}$	$\frac{V_{in} \cdot D}{\Delta i_L f_s}$
C	$\frac{(1-D)}{8 f_s^2 L \frac{\Delta V_o}{V_o}}$	$\frac{V_o}{\Delta V_o} \cdot \frac{D}{f_s R}$	$\frac{V_o}{\Delta V_o} \cdot \frac{D}{f_s R}$
Circuito			
Limite D	5-95	50	50





NOTA

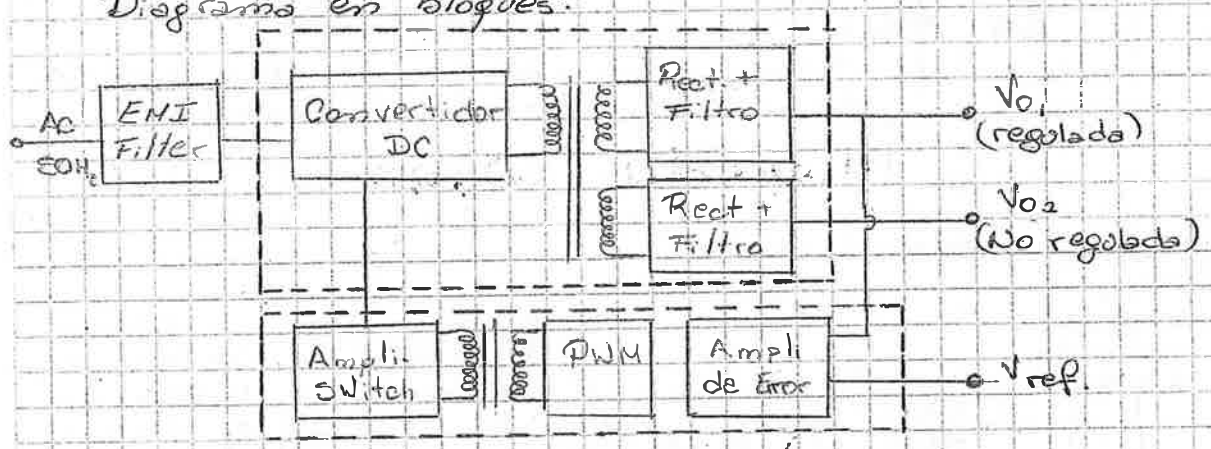
Topología Aisladas



- A altas frecuencias (100 Hz) se reduce el volumen del trafo
- Si I_M es muy grande, se puede saturar el nucleo haciendo $L_M \to 0$ poniendo en corto el trafo.
- Para evitar esto $X_M \gg 0$ para la f_s de manera que:

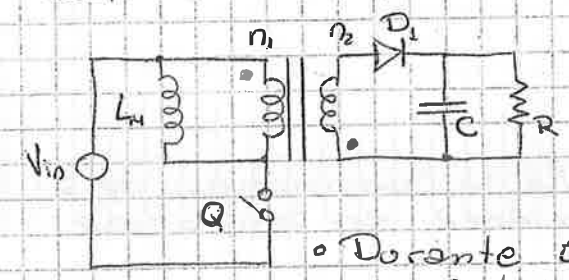
$$i_1'(t) \gg i_M(t) \Rightarrow i_1'(t) \approx i_1(t)$$

Diagrama en bloques:



Unidireccionales.

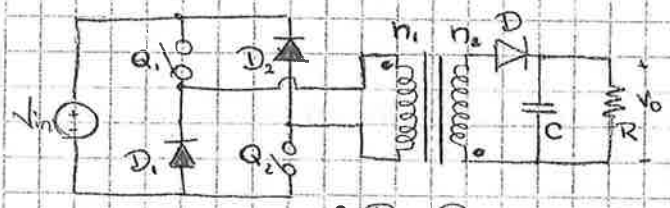
- Fly back simple switch



- El trafo se comporta como una L de dos devanados. No circula por los dos al mismo tiempo por que D_1 no lo permite.
- Durante t_{on} se almacena energía en L_M y se entrega a la carga durante t_{off}

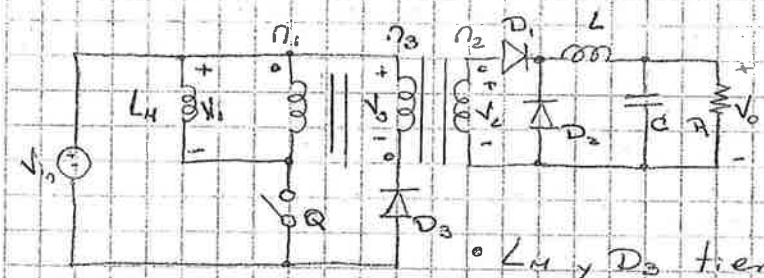
$$M_{(D)} = N \frac{D}{1-D}$$

○ Fly back con 2 Tx



- Ambos Q tienen la misma excitacion
- Si la tension en los Q es > V_{in} conducen D_1 y D_2
- D_1 y D_2 proveen una unica vía de desmagneti

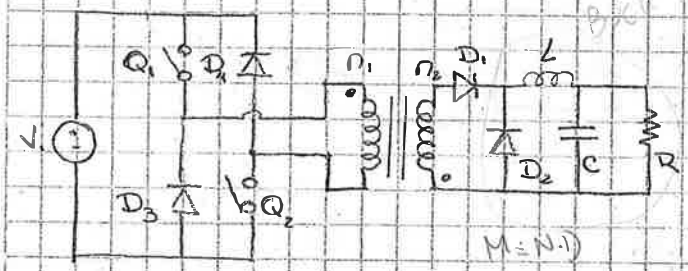
○ Forward simple switch



- Version aislada del Buck
- Tiene un devanado de desmagnetizacion
- L_M y D_3 tienen que trabajar en DCM pero L lo puede hacer en DCM o CCM

$$M(D) = ND \qquad D \leq 0{,}5$$

○ Forward con 2 Tx

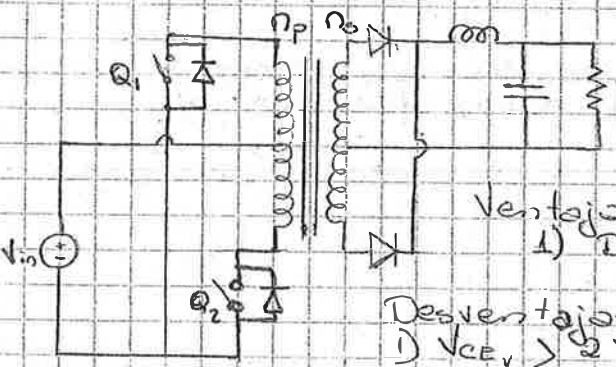


- No necesita devanado de desmagnetizacion porque la corriente magnetizante retorna a la fuente por D_3 o D_4

$M = N \cdot D$

Bidireccionales

• Push-Pull



- Es la convinacion de 2 Forward en contrafase
- Necesita t_d para evitar cortocircuito

Ventajas:
1) Driver simple

Desventajas:
1) $V_{CE_v} > 2V_{in}$ culpa de los transitorios

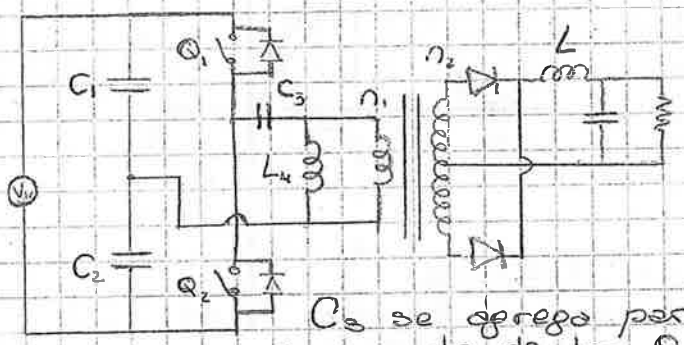
NOTA

2) Si los Q no son identicos, puede saturarse el trafo ya que un primario se magnetiza mas que el otro

Para solucionar esto:
- Entrehierro + Snubber
- Usar MOSFET
- Usar control de asimetría.

$$M_{(D)} = ND$$

Half Bridge:



- Hasta 500 W
- Las Ia son el doble que en el Push-Pull

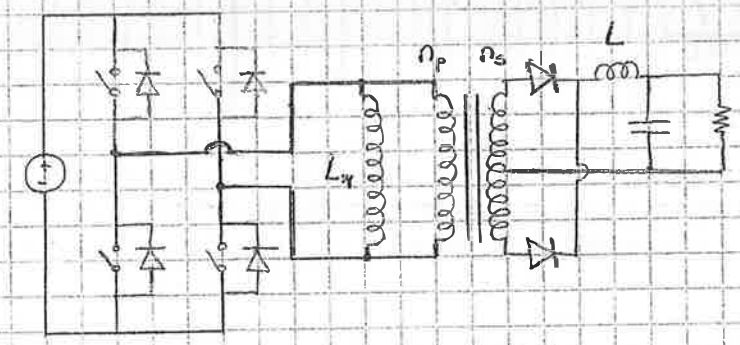
Si $C_1 = C_2$
- $V_{DSQ} = V_{in}$
- Balanceo corriente de los Q
- No es necesario entrehierro

C_3 se agrega para evitar desbalances de corriente de los Q, es decir cuando:
- $C_1 \neq C_2$
- Si Q es un BJT

$$C_3 = \frac{1}{(2\pi f_R N)^2 L}$$ con f_R = frecuencia de resonancia
$f_R \approx 0{,}25 f_s$

$$M_{(D)} = \frac{ND}{2}$$

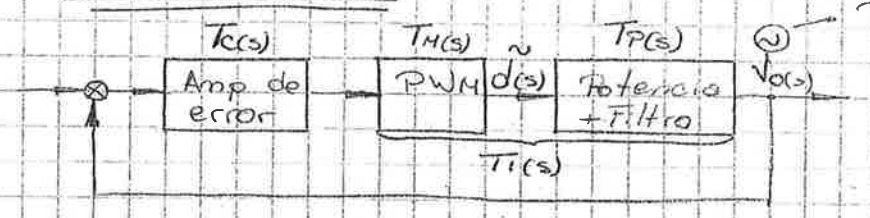
Full Bridge



- De 500 W a 2 kW
- Tiene las propiedades de I del Push-Pull y de V del Half-Bridge

$$M_{(D)} = ND$$

Modelizacion

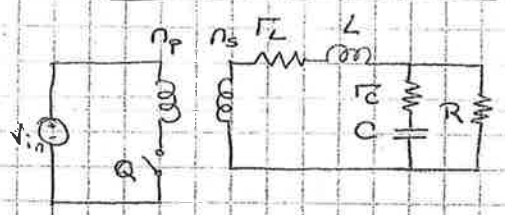


Pequeña perturbacion

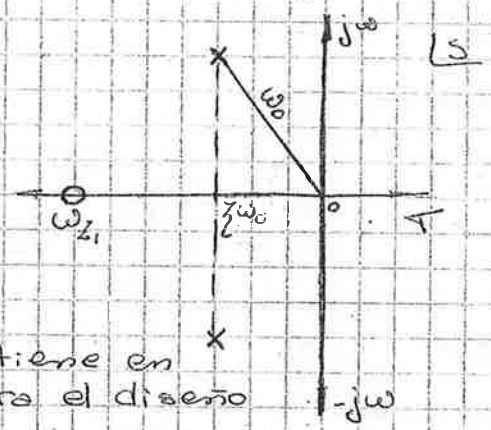
Vamos a estudiar

$$T_P(s) = \frac{\tilde{V}_o(s)}{\tilde{d}(s)}$$

Forward en CCM



$$T_P(s) = N V_i \omega_o^2 \frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{s^2 + 2\zeta\omega_o + \omega_o^2}$$

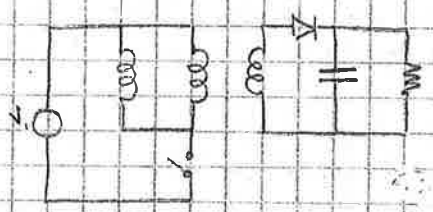


Con $\omega_o^2 = \frac{1}{LC}$; $\omega_z = \frac{1}{r_c C}$

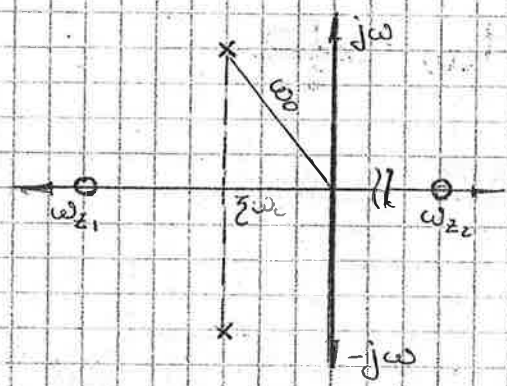
$$\zeta = \frac{\frac{1}{RC} + \frac{r_c + r_L}{L}}{2\omega_o}$$

Como el cero depende de r_c se tiene en cuenta la ESR del capacitor para el diseño

Flyback en CCM



$$T_P(s) = \frac{N V_i}{1-D} \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{z_1}}\right)\left(1 - \frac{s}{\omega_{z_2}}\right)}{s^2 + 2\zeta\omega_o + \omega_o^2}$$



Con $\omega_o^2 = \frac{(1-D)^2}{LC}$; $\omega_{z_1} = \frac{1}{r_c C}$

$$\zeta = \frac{\left(\frac{r_L}{D^2} + \frac{r_c}{D}\right)\cdot(1-D)^2}{L} + \frac{1}{RC}$$
$$2\omega_o$$

$\omega_{z_2} = \frac{R(1-D)^2}{DL}$ ω_{z_2} depende de D. Este cero hace que la Vo decrezca momentaneamente cuando aumento instantaneamente D.

Introduce un retraso de fase en $T_P(s)$.

Por culpa de este cero se hace dificil compenzar y obliga a una reduccion del BW

NOTA

Practico Fuentes.

1) Diseño de una fuente conmutada aislada bidireccional para ser aplicada a un equipo de soldadura por arco.

$V_{in} = 380\ V_{rms}$

$V_o = 20$ a $30\ V$

$I_o = 200\ A$ (MAX)

$f_o = 50\ KHz$

2) Seleccionar el convertidor mas adecuado para esta aplicación

3) Seleccionar el PWM y su alimentacion

4) Utilizar el Tx mas adecuado. Justificar.

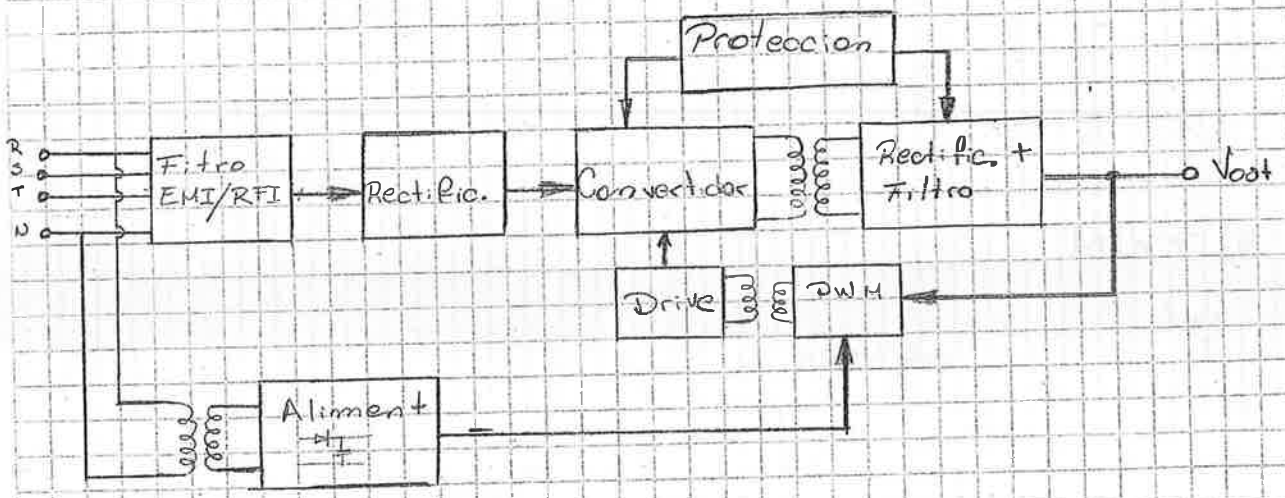
5) Diseño del trafo de aislacion. Formulas + importantes.

6) Red de ayuda a la conmutacion (Snubber) si es aplicable

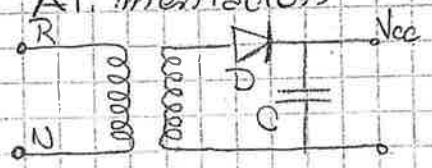
7) SOA y driver de base

8) Arranque suave y proteccion de sobrecorriente.

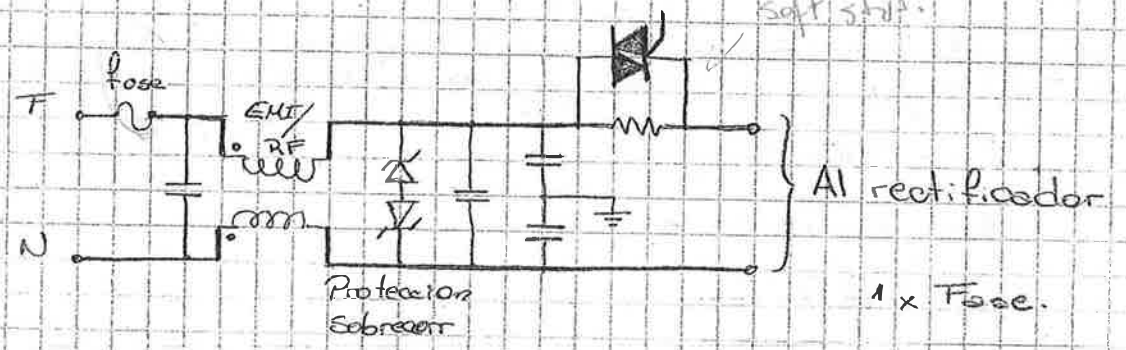
9) Incluir filtro EMI/RFI



3) Alimentacion

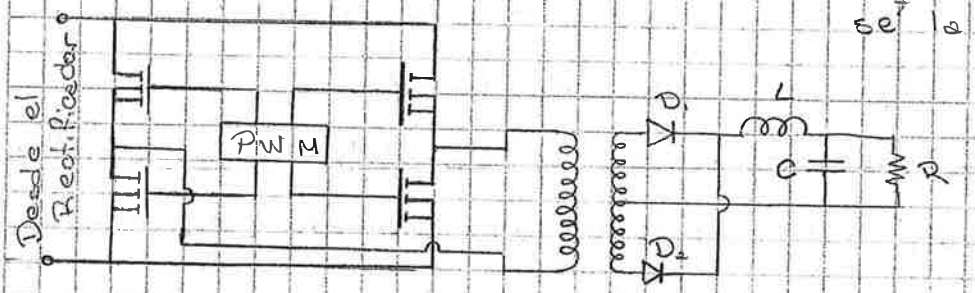


8, 9) Filtro EMI y Arranque suave y Protección

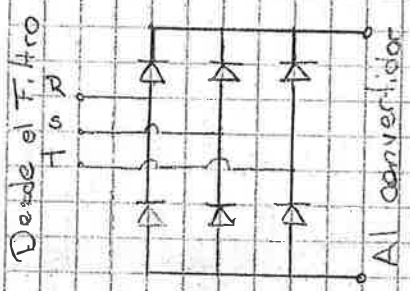


2) Convertidor.

$P_o = V \cdot I = 30\,V \times 200\,A = 6\,kW$ ∴ Elejimos Full-Bridge x que es el que mas se le banca.



Rectificador

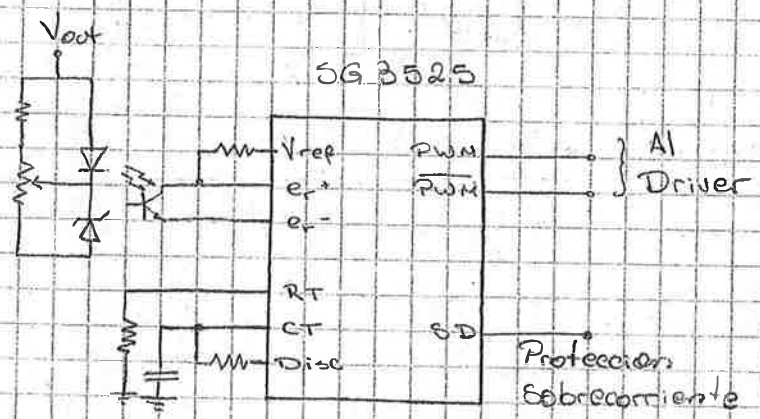


$V_{o_{rms}} \approx V_{LL_{MAX}} = \sqrt{2}\, V_{in_{rms}}$

$V_{o_{rms}} = 537{,}4\,V$

$V_{F_{max}} = \sqrt{2} \cdot 220$

3) PWM

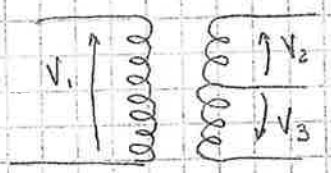


NOTA:

4) Elegimos Igbt

- No puede ser MOSFET por que V_{DS} debería ser de 537 V, rango en el cual el Igbt se comporta mejor
- Bajas perdidas en conduccion
- Esta cerca al MOSFET en sus características.
- Puede manejar la corriente requerida
- Drive simple.

5) Transformador



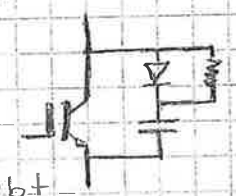
$$n_1 = \frac{\lambda_1}{2 B_{max} A_2}$$

$\lambda_1 = DT V_{in}$

A_2 = Area de cruce del nucleo

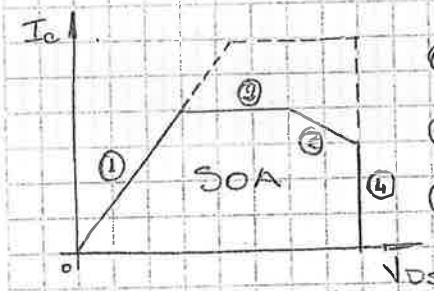
$$n_2 = n_1 \frac{V_2}{V_1} \quad ; \quad n_3 = n_1 \frac{V_3}{V_1}$$

6) Snubber



Igbt de potencia

7) S.O.A.



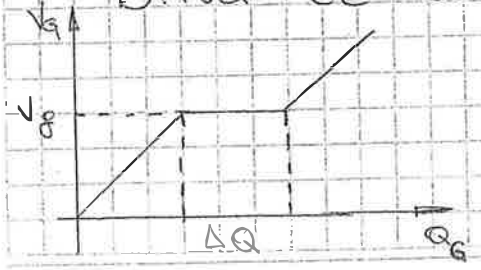
① Limite por resistencia de saturacion

② Limite por Corriente Máxima

③ Limite por Potencia Máxima

④ Limite por $V_{DS_{MAX}}$

Driver de Base.

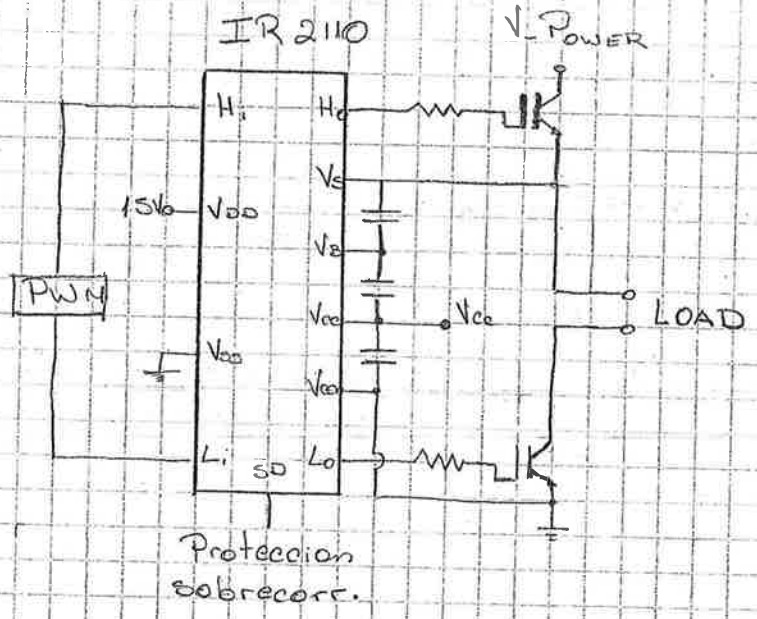


- $\frac{\Delta Q}{T_c} = I_G$

$T_c \geq t_{on} + t_{off}$

$T_c \geq (t_{on} + t_r) + (t_{off} + t_f)$

$$R_g = \frac{V_{gboost} - V_{gplano}}{I_G}$$


IR 2110
V_POWER
Hi
Ho
Vs
1.5Vo
VDD
VB
PWM
Vcc
Vcc
LOAD
VDD
VCC
Li
SD
Lo
Proteccion
sobrecorr.

NOTA

Inversores.

Clasificacion:

- VSI (Voltage Source Inversor)
  - Trifasico
    - Onda Cuadrada < 120° / 180°
    - PWM
    - SPWM < Unipolar / Bipolar
    - MSPWM
    - SVPWM — SVPWM
  - Monofas
    - Onda Cuadrada
    - Ctrl de Amplitud y Armonicos
    - PWM
    - SPWM < Unipolar / Bipolar
    - MSPWM

CSI (Curren Source Inversor)

Ecuaciones. X Parametros de rendimiento (Wikipedia)

$$HF_n = \frac{V_n}{V_1}$$

Factor armónico de la enesima componente

V_n = RMS de la n-sima componente
V_1 = RMS de la componente fundamental

$$THD_v = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}}{V_1} = \frac{\sqrt{V_{RMS}^2 - V_1}}{V_1}$$

Distorción armonica total:

$$DF = \frac{1}{V_1} \cdot \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n^2}\right)^2}$$

Factor de distorsion: Cont. de distorsión armónica despues que c/armonico haya atenuado por un filtro de 2° Orden (n^2)

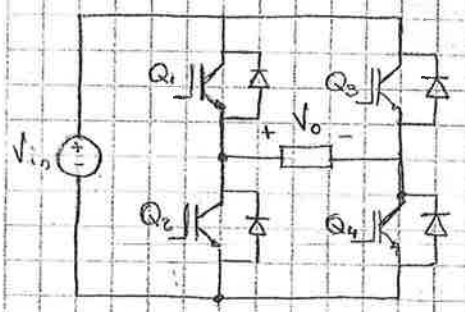
$$DF_n = \frac{V_n}{V_1 n^2}$$

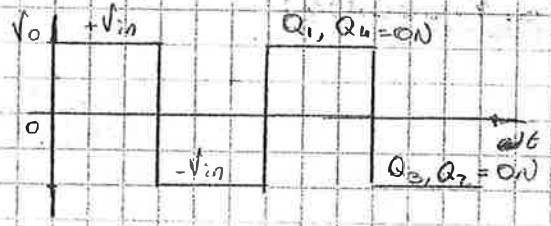
Factor de distorsión de la enésima componente.

LOH Armónico de menor orden: Componente mas cercana a la fundamental cuya amplitud es $\geq 3\%$ de la fundamental

Monofasicos

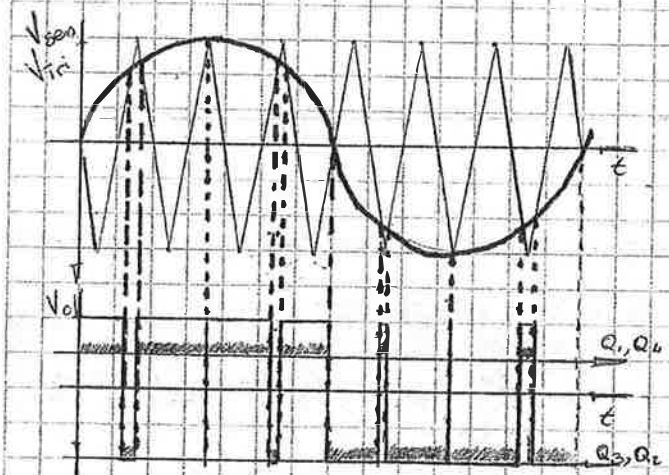
NO Onda Cuadrada:





Se necesitan tiempos muertos para evitar cortos

SPWM Bipolar



La pendiente de $V_{TRI} < 0$ y la de $V_{sen} > 0$

Q_1 y Q_4 ON cuando $V_{sen} > V_{Tri}$

Q_3 y Q_2 ON cuando $V_{sen} < V_{Tri}$

$$m_A = \frac{\hat{V}_{sin}}{\hat{V}_{Tri}}$$

si $0 < m_A < 1 \rightarrow V_1 = m_A V_{in}$

si $m_A \gg 1 \rightarrow$ Tiende a señal cuadrada y $V_1 = 4/\pi \, V_{in}$

- Se puede controlar la amplitud del 1° armonico con m_A
- Disminuye THD
- Poco requisito de Filtrado

$$m_f = \frac{f_{tri}}{f_{sen}}$$

m_f entero: no produce subarmonicos ↓THD

m_f no entero: produce subarmonicos ↑THD

se recomienda $m_f \geq 9$ y $= k \cdot 3$ ($k = 3, 4 \ldots$) para reducir armónicos

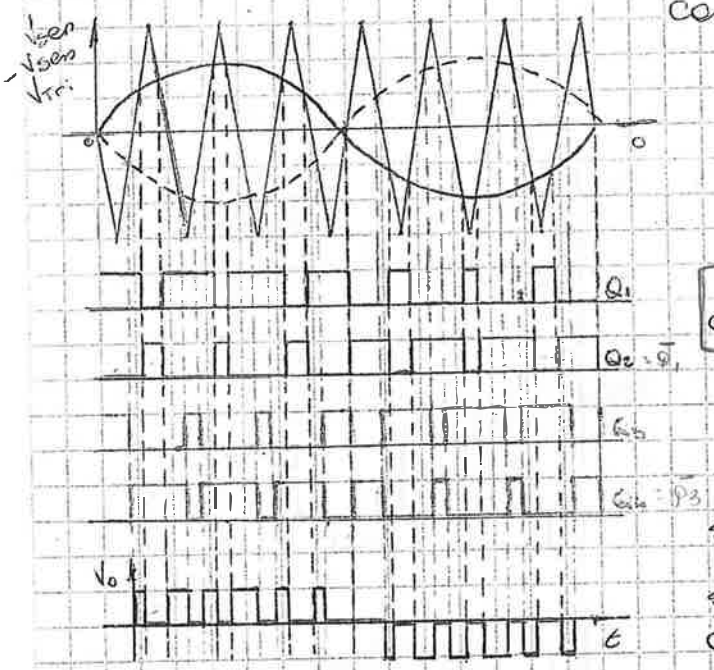
$$V_o = \sum_{n=2}^{\infty} V_n \operatorname{Sen}(n \omega_o t)$$

P = cant. de pulsos

$$V_n = \sum_{k=1}^{p} V_{nk} \qquad V_{nk} = \frac{2V_{in}}{n\pi}\left[\cos(n\alpha_n) + \cos(n\alpha_{km}) - 2\cos n(\alpha_k + \delta_k)\right]$$

NOTA

SPWM unipolar



Las dos ramas se controlan Indpte.

Si $V_{sin} > V_{Tri} \rightarrow Q_1 = ON$
Si $V_{sin} < V_{Tri} \rightarrow Q_2 = ON$

Si $-V_{sin} > V_{Tri} \rightarrow Q_3 = ON$
Si $-V_{sin} < V_{Tri} \rightarrow Q_4 = ON$

[THD es menor que en el bipolar]

$$m_A = \frac{\hat{V}_{sin}}{\hat{V}_{Tri}}$$

Si $0 < m_A < 1 \rightarrow V_1 = m_A V_{in}$

Si $m_A \gg 1 \rightarrow$ Tiende a señal cuadrada y $V_1 = 4/\pi \, V_{in}$

$$m_f = \frac{f_{tri}}{f_{sen}}$$

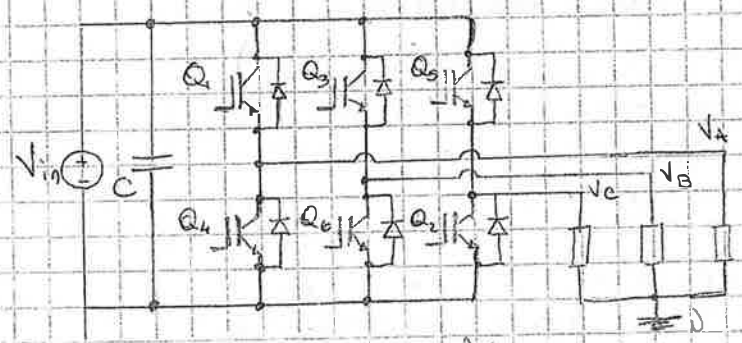
Si m_f entero → No produce subarmonicos ↓THD
Si m_f no entero → Produce subarmonicos ↑THD

Se recomienda $m_f \gg 9$ $m_f = K \cdot 3$ $(K = 3, 4 \ldots)$

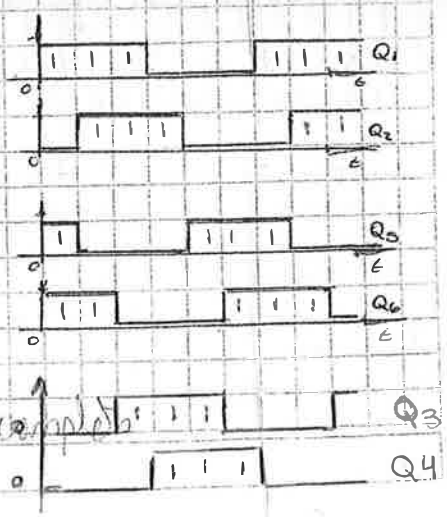
- Se puede controlar la amplitud del 1° Armonico con m_A
- Se puede disminuir THD
- Poco requisitos de Filtrado.

Trifasico

Onda cuadrada a 180° ?



Mas grafico (ampliado)

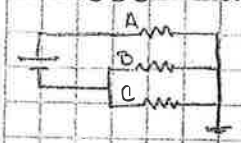


- La V_{out} depende de V_{in}
- La f_{salida} depende de la f de conmutación
- Cada transistor conduce 180°
- Siempre hay 3 Q conduciendo y no pueden haber 2 de la misma rama

Modo 1. $Q_1, Q_5, Q_6 = ON$ $[0 < \omega t < \pi/3]$

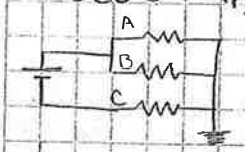
$V_{AN} = V_{CN} = V_{in}/3$
$V_{BN} = -2V_{in}/3$

Modo 2 Q_1, Q_2, Q_6 $[\pi/3 < \omega t < 2\pi/3]$

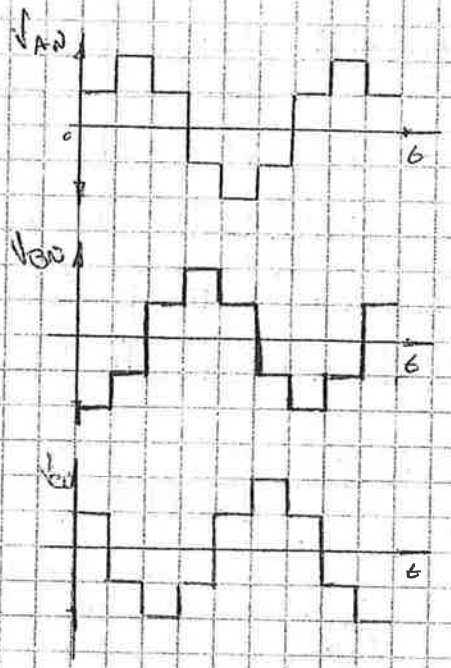


$V_{AN} = 2V_{in}/3$
$V_{BN} = V_{CN} = -V_{in}/3$

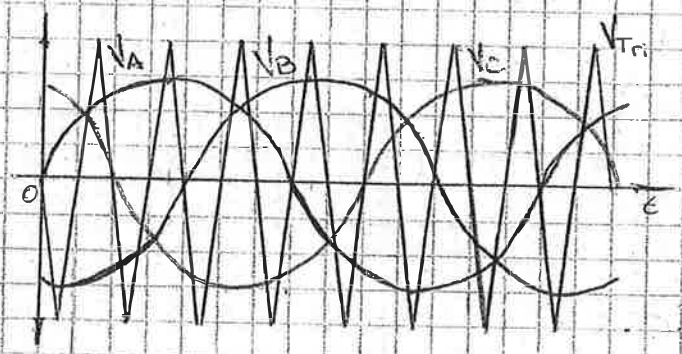
Modo 3 Q_1, Q_2, Q_3



$V_{AN} = V_{BN} = V_{in}/3$
$V_{CN} = -2V_{in}/3$



SPWM Bipolar



- Poco requisitos de filtrado
- Control de amplitud del 1° armónico con m_A
- Disminuye el THD

$Q_1 = ON$ si $V_A > V_{Tri}$
$Q_4 = ON$ si $V_A < V_{Tri}$

$Q_3 = ON$ si $V_B > V_{Tri}$
$Q_6 = ON$ si $V_B < V_{Tri}$

$Q_5 = ON$ si $V_C > V_{Tri}$
$Q_2 = ON$ si $V_C < V_{Tri}$

$m_A = \hat{V}_{sen} / \hat{V}_{Tri}$

Si $0 < m_A \leq 1 \rightarrow \hat{V}_1 = m_A V_{in}$
Si $m_A \gg 1 \rightarrow$ Tiende a cuadrada y $\hat{V}_1 = 4/\pi \, V_{in}$

$m_f = f_{Tri} / f_{sen}$

m_f entero No produce subarmónico ↓THD
m_f no entero produce subarmónico ↑THD
se recomienda $m_f \geq 9$ y $m_f = K \cdot 3$ $(K = 3, 4, \ldots)$

NOTA

SVPWM

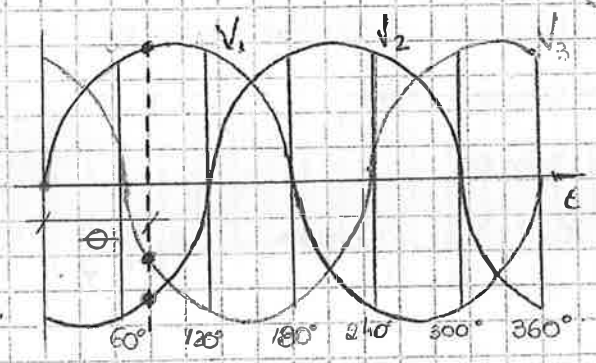
Cada rama se controla con una señal: para $Q_1 = a$, $Q_4 = \bar{a}$, $Q_3 = b$, $Q_6 = \bar{b}$, $Q_5 = c$, $Q_2 = \bar{c}$ y se conmutan de manera que las tensiones puedan escribirse así:

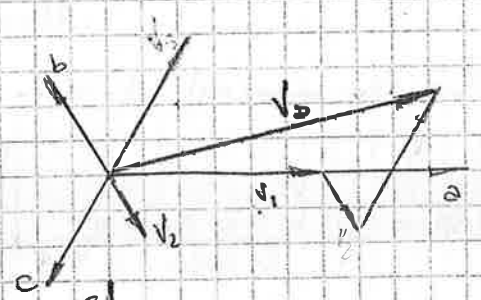
$$\underbrace{\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix}}_{\text{Vector de tensiones de línea}} = V_{in} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix}}_{\text{Variable vectorial}} = \begin{matrix} V_{AB} = V_{in} \cdot a - V_{in} \cdot b \\ V_{BC} = V_{in} \cdot b - V_{in} \cdot c \\ V_{CA} = V_{in} \cdot c - V_{in} \cdot a \end{matrix}$$

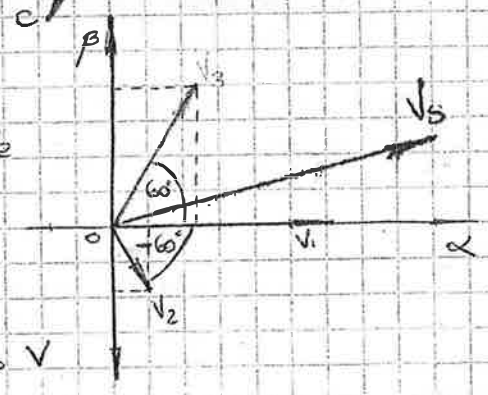
y de estas se puede escribir:

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_{in} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \begin{matrix} V_{AN} = V_{in}/3 \cdot (2a - b - c) \\ V_{BC} = V_{in}/3\,(-a + 2b - c) \\ V_{CA} = V_{in}/3\,(-a - b + 2c) \end{matrix}$$

- Síntesis del vector espacial (V_s) del estator en un motor de inducción







En función de las tensiones de fase se puede escribir

$$V_s = \underbrace{V_{a(t)}\, e^{j0}}_{V_1} + \underbrace{V_{b(t)}\, e^{j\frac{2\pi}{3}}}_{V_2} + \underbrace{V_{c(t)}\, e^{j\frac{4\pi}{3}}}_{V_3}$$

Vector espacial en función de las V de fase

Analizando una situacion donde $60° \leq \theta \leq 120$, en el cual $(a,b,c) = (1,1,0)$ y $(a,b,c) = (0,1,0)$. Podemos representar a V_s en funcion de unos ejes ortogonales α y β

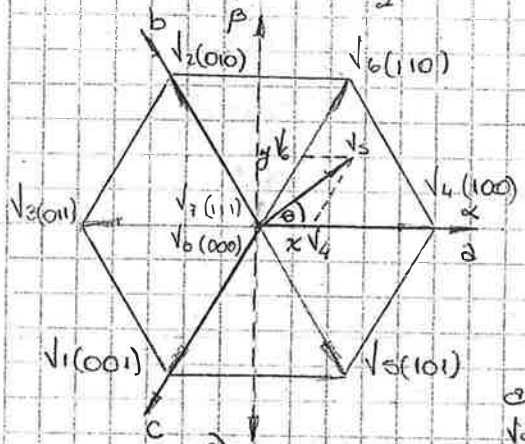
$$V_\alpha(t) = V_1 + V_2 \cos(-60) + V_3 \cos(60)$$

$$V_\alpha(t) = V_1 + \frac{1}{2} V_2 + \frac{1}{2} V_3$$

$$V_\beta(t) = V_3 \operatorname{sen}(60) - V_2 \operatorname{sen}(-60)$$

$$V_\beta(t) = \frac{\sqrt{3}}{2} (V_3 - V_2)$$

$$V_s = V_\alpha + V_\beta$$



Por otro lado, con los valores de (a,b,c) se puede armar el esquema para simplificar

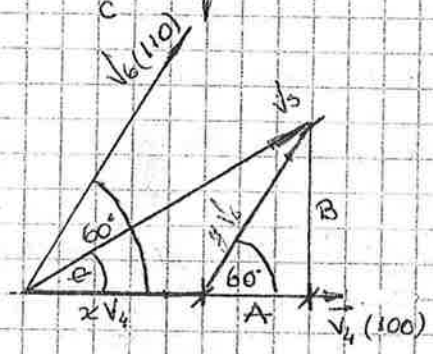
Entonces se puede sintetizar el vector $\vec{V}_s = V_s e^{j\theta}$ en un periodo T_s en funcion de los vectores $V_0 - V_7$

En el caso del 1° sectante se aplican los vectores $\vec{V}_4$ y $\vec{V}_6$ en intervalos xT_s e yT_s respectivamente, y los vectores V_0 y V_7 en zT_s de modo que:

$$V_s = \frac{1}{T_s} (x T_s V_4 + y T_s V_6 + z T_s 0)$$

$$\therefore V_s = x V_4 + y V_6 \quad \text{y} \quad T_s = x T_s + y T_s + z T_s$$

$$\text{o} \quad 1 = x + y + z$$



Ahora debemos calcular x e y:

$$x V_4 = V_s \cos(\theta) - A \Rightarrow A = V_s \cos\theta - x V_4$$

$$B = V_s \operatorname{sen}\theta$$

$$\underbrace{\operatorname{Tg} 60}_{\sqrt{3}} = \frac{B}{A} = \frac{V_s \operatorname{sen}\theta}{V_s \cos\theta - x V_4} \qquad x = \frac{V_s}{V_4} \left(\cos\theta - \frac{\operatorname{sen}\theta}{\sqrt{3}} \right)$$

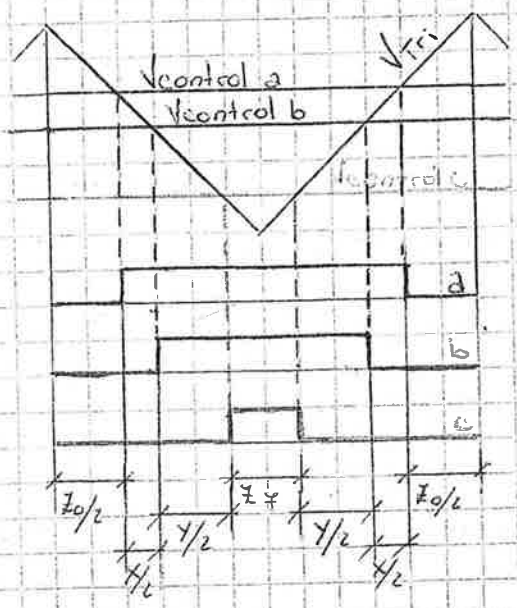
$$\underbrace{\operatorname{sen} 60}_{\sqrt{3}/2} = \frac{B}{y V_6} = \frac{V_s \operatorname{sen}\theta}{y V_6} \qquad y = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_s}{V_6} \operatorname{sen}\theta$$

$$\omega_s = \frac{STEP \cdot f_s}{6 \cdot 2^n}$$

f_s = frecuencia de muestreo

STEP = Angulo de inclinacion de paso

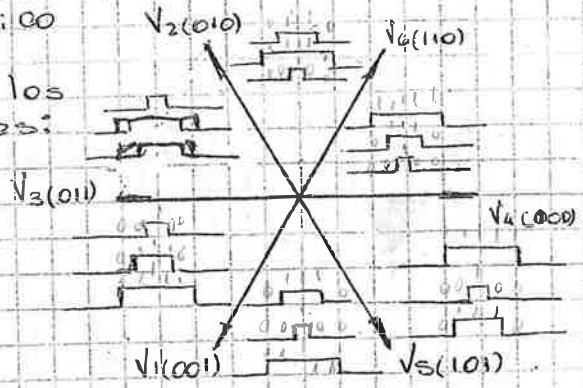
n = nros de bits → varia la resolucion



Para controlar los niveles de disparos se puede comparar una señal triangular con tres niveles de continua de modo que permanezca xT_s, yT_s, zT_s los vectores.

Para el 1° sectante sucede lo del grafico

Para los demas:



$\sqrt{6}$ 2/3

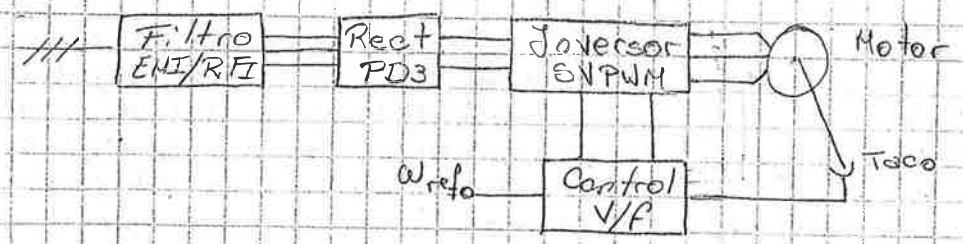
Practico

1) Diseñar un inversor trifasico para poder ser aplicado en un control escalar para un motor asincrono por la tecnica V/f con las sig. Caract:

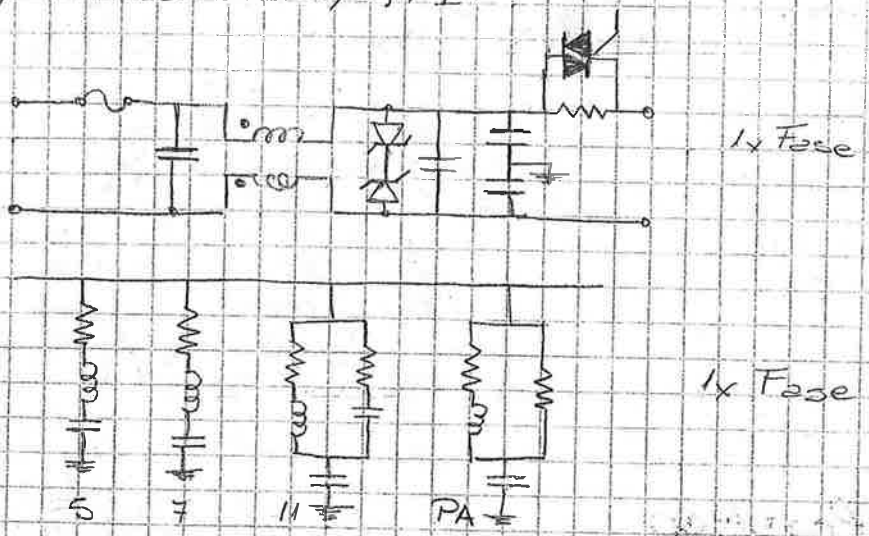
$V_{in} = 380\ V_{RMS}$ 3 Fases con neutro
$V_o = 380\ V_{RMS}$ 3 Fases sin neutro
$f_o = 0$ a $100\ Hz$ / $50\ Hz$ nominal

2) Diagrama en bloques y circuito completo
3) Modulacion SVPWM
4) Usar IGBT
5) seleccionar el dispositivo de potencia
6) Si es aplicable: red soubber
7) SOA y driver de base del transistor
8) Incluir filtro EMI/RFI

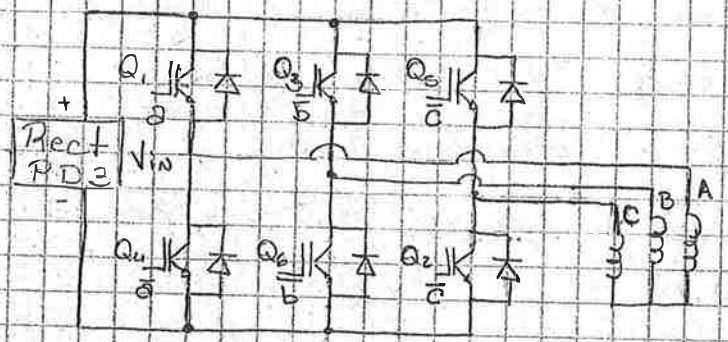
2) Diagrama en bloques



8) Filtro EMI/RFI

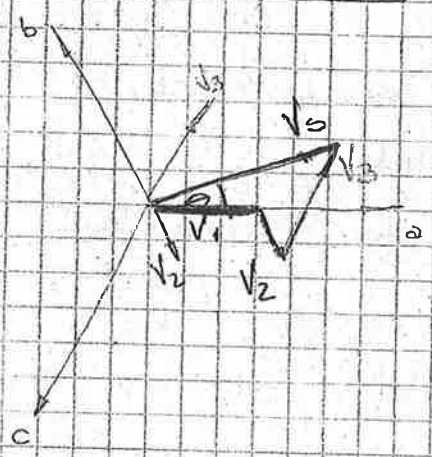


3) Modulación SVPWM



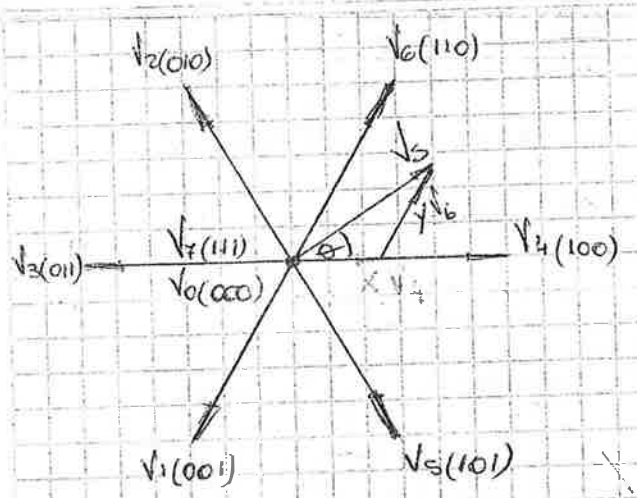
$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = V_{IN} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BC} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \frac{V_{IN}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix}$$



$$V_0 = \underbrace{V_a e^{j\theta}}_{V_1} + \underbrace{V_b e^{j\frac{2\pi}{3}}}_{V_2} + \underbrace{V_c e^{j\frac{4\pi}{3}}}_{V_3}$$

NOTA



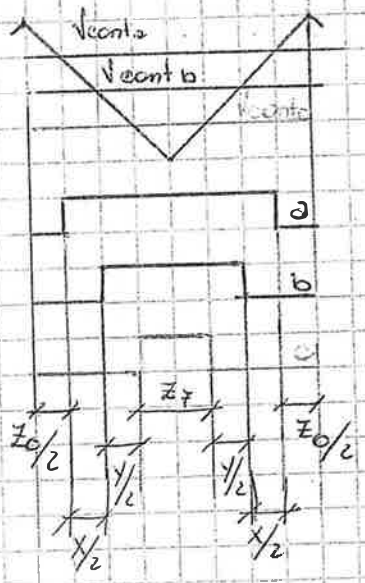
$$V_s = \frac{1}{T_s}\left(x T_s V_4 + y T_s V_6 + z T_{s0}\right)$$

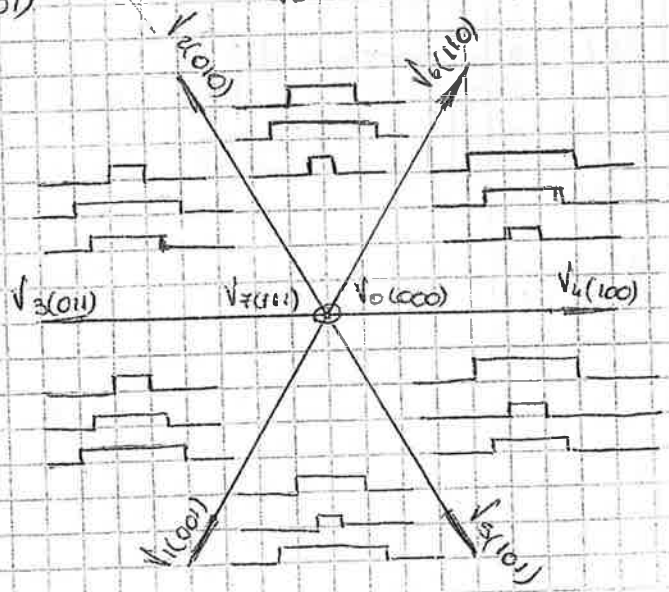
$$V_s = x V_4 + y V_6$$

$$1 = x + y + z$$

$$x = \frac{V_s}{V_4}\cdot\left(\cos\theta - \frac{\operatorname{sen}\theta}{\sqrt{3}}\right)$$

$$y = \frac{V_s}{V_6}\cdot\frac{2}{\sqrt{3}}\cdot\operatorname{sen}\theta$$





5) Seleccion de los dispositivos de potencia

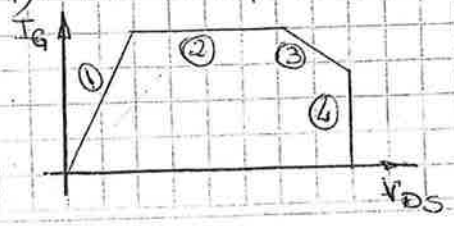
$$V_{PBR_{CE}} > V_{IN_{MAX}}$$

$V_{CE} > 537{,}4$ → Salida del PD3 + Filtro.

$$I_{CE} > I_0$$

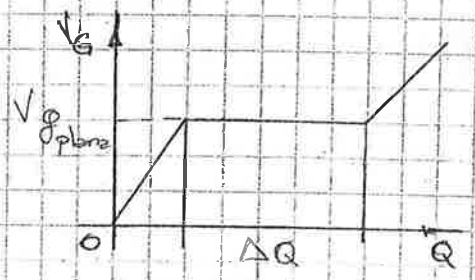
6) No lleva snubber

7) SOA y Driver



1. Limite por T_{ds}
2. Maxima corriente
3. Maxima potencia
4. $V_{DS_{MAX}}$

De la hoja de datos

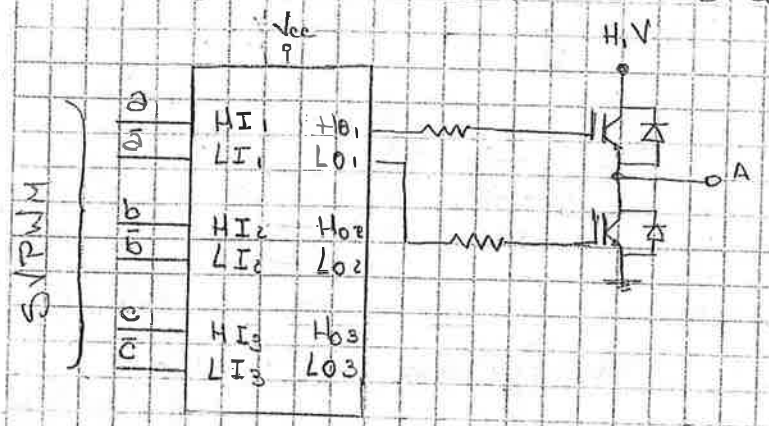


$$\frac{\Delta Q}{T_c} = I_G$$

$$T_c \geq (t_{on} + t_r) + (t_{off} + t_r)$$

$$R_g = \frac{V_{g\,sat} - V_{g\,plano}}{I_G}$$

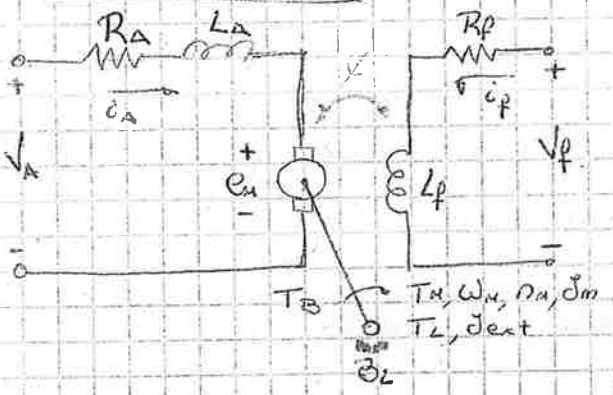
Como driver: IR2130: 3 canales conjugados



NOTA

Motores CC.

Características:



V_A = Tension de armadura (V)
R_A = Resistencia " (Ω)
i_A = Corriente " " (A)
e_M = Tension contraelectromotriz (V)
ϕ = Flujo inducido (Nm/A) (Wb)
I_f = Corriente de campo (A)
ω_M, n_M = Velocidad (rad/s) (rpm)

T_M = Torque desarrollado por el motor (Nm)
T_L = Torque de la carga reflejado al motor (Nm)
T_B = Torque de aceleracion (Nm)

J_M = Momento de inercia del motor ($kg\,m^2$)
J_{ext} = Momento de inercia externo reflejado al motor ($kg\,m^2$)

B = Coeficiente de rozamiento viscoso ($Nm/rad/s$)

C_M = Constante del motor (Nm/A) ($V \cdot s/rad$)

Ecuaciones:

- Torque del motor (T_M)

$$T_M = K_1 \cdot \Phi \cdot i_A = K_T \cdot i_A = C_M \cdot i_A = T_L + T_B = T_L + J_{TM} \frac{d\omega_M}{dt} + B\omega_M$$

Estacionario:

$$T_M = B\omega_M + T_L$$

- Tension contraelectromotriz (e_M)

$$e_M = K_2 \phi \omega_M = K_E \omega_M = C_M \omega_M$$

- Flujo de Campo

$$\phi_f = K_f i_f \qquad \text{si } i_f = cte \Rightarrow \phi_f = cte$$

- Tension de Armadura

$$V_A - e_M - e_b = R_A i_A + L_A \frac{di_A}{dt}$$

Estacionario: $V_A = R_A i_A + e_M = R_A i_A + K_2 \phi \omega_M$ ①

- Tension de Campo.

$$V_f = R_f \cdot i_f + L_f \frac{di_f}{dt}$$

Estacionario: $V_f = R_f \cdot i_f$

- Inercia total reflejada al motor

$$J_{T_{RM}} = J_m + J_{ext}$$

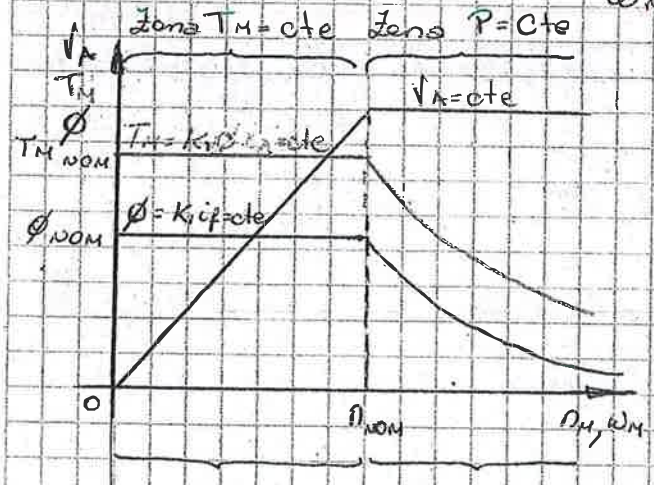
- Torque de aceleracion

$$T_B = J_{TRM} \frac{d\omega_M}{dt}$$

- Potencia.

$$P = i_A e_M = T_M \omega_M$$

Reordenando ① $\omega_M = \frac{V_A - i_A R_A}{K_2 \phi}$ Vemos que ω_M se puede variar por V_A, i_A, ϕ



Manteniendo $i_A = i_{A_{NOM}}$ y $\phi_f = \phi_{NOM}$ se puede variar ω_M variando V_A. Cuando se llega a ω_{NOM} no se puede seguir aumentando V_A,

A partir de aqui se tendrá que pasar a control por campo disminuyendo el flujo, pero sacrificando torque ya que

$T_M = K_1 \phi i_A$ ∴ si $\phi \downarrow \Rightarrow T_M \downarrow$

Pero la P se mantiene cte

$P = T_M \omega_M$ ∴ si $T_M \downarrow$ y $\omega_M \uparrow \Rightarrow P =$

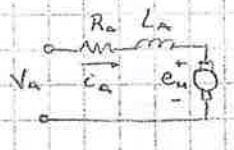
NOTA

Ecuacion diferencial del Motor controlado por Armadura

$e_M = C_M \omega_M$ $\qquad T_M = T_L + T_B = T_L + J_{TRM}\dfrac{d\omega_M}{dt}$

$P = T_M \cdot \omega_M = i_A \cdot e_M \Longrightarrow \left(T_L + J_{TRM}\dfrac{d\omega_M}{dt}\right)\omega_M = i_A C_M \omega_M$

$$i_A = \frac{T_L}{C_M} + \frac{J_{TRM}}{C_M}\frac{d\omega_M}{dt}$$



$$V_A - e_M = i_A \cdot R_A + L_A\frac{di_A}{dt}$$

$$V_A - C_M\omega_M = \left(\frac{T_L}{C_M} + \frac{J_{TRM}}{C_M}\frac{d\omega_M}{dt}\right)R_A + L_A\frac{d\left(\frac{T_L}{C_M} + \frac{J_{TRM}}{C_M}\frac{d\omega_M}{dt}\right)}{dt}$$

$$\frac{V_A - C_M\omega_M}{R_A} = \frac{T_L}{C_M} + \frac{J_{TRM}}{C_M}\frac{d\omega_M}{dt} + \frac{L_A}{R_A C_M}\frac{dT_L}{dt} + \frac{L_A}{R_A}\frac{J_{TRM}}{C_M}\frac{d^2\omega_M}{dt^2}$$

Haciendo $\boxed{\tau_{el_A} = \dfrac{L_A}{R_A}}$ constante eléctrica del Motor

$$\frac{V_A - C_M\omega_M}{R_A} = \frac{T_L}{C_M} + \frac{J_{TRM}}{C_M}\frac{d\omega_M}{dt} + \frac{\tau_{el_A}}{C_M}\frac{dT_L}{dt} + \frac{\tau_{el_A}}{C_M}\cdot\frac{J_{TRM}}{dt}\frac{d^2\omega_M}{dt} \quad (2)$$

Por otro lado

$V_{A_{MAX}} = C_M\,\omega_{M_{MAX}}$ $\qquad T_{St_A} = \dfrac{V_{A_{MAX}} C_M}{R_A} = \dfrac{\omega_{M_{MAX}} C_M^2}{R_A}$

Torque del motor maximo a eje bloqueado

Multiplicando MAM. $R_A/V_{A_{MAX}}$ para normalizar

$$\frac{R_A}{V_{A_{MAX}}}\cdot\frac{V_A - C_M\omega_M}{R_A} = \frac{R_A}{V_{A_{MAX}}}\frac{T_L}{C_M} + \frac{R_A}{V_{A_{MAX}}}\frac{J_{TRM}}{C_M}\frac{d\omega_M}{dt} + \frac{R_A}{V_{A_{MAX}}}\frac{\tau_{el_A}}{C_M}\frac{dT_L}{dt} + \frac{R_A}{V_{A_{MAX}}}\frac{\tau_{el_A}}{C_M}\cdot J_{TRM}\frac{d^2\omega_M}{dt}$$

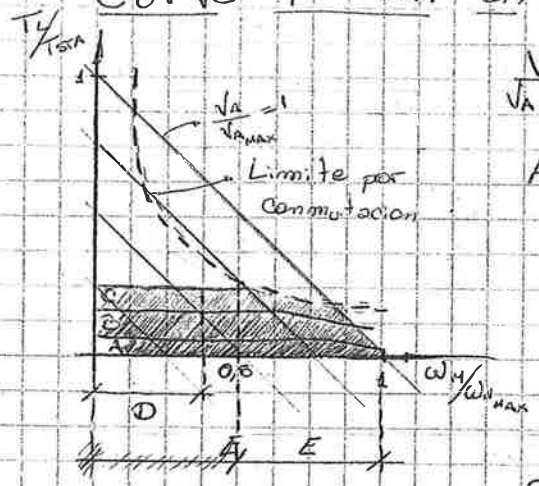
$$\frac{V_A}{V_{A_{MAX}}} - \frac{C_M\omega_M}{C_M\,\omega_{M_{MAX}}} = \frac{T_L}{T_{STA}} + \frac{J_{TRM}}{T_{STA}}\frac{d\omega_M}{dt} + \frac{\tau_{el_A}}{T_{STA}}\frac{dT_L}{dt} + \frac{\tau_{el_A}}{T_{STA}}\cdot J_{TRM}\frac{d^2\omega_M}{dt^2}$$

$$\frac{V_A}{V_{A_{MAX}}} - \frac{T_L}{T_{STA}} - \frac{\tau_{el_A}}{T_{STA}}\frac{dT_L}{dt} = \frac{J_{TRM}\,\omega_{M_{MAX}}}{T_{STA}\,\omega_{M_{MAX}}}\frac{d\omega_M}{dt} + \frac{\tau_{el_A}\,J_{TRM}\,\omega_{M_{MAX}}}{T_{STA}\,\omega_{M_{MAX}}}\frac{d^2\omega_M}{dt} + \frac{\omega_M}{\omega_{MAX}}$$

Definiendo $\tau_{mech_A} = \dfrac{J_{TRM}\,\omega_{M_{MAX}}}{T_{STA}}$

$$\frac{V_A}{V_{A_{MAX}}} - \frac{\tau_{elA}}{T_{STA}}\frac{dT_L}{dt} - \frac{T_L}{T_{STA}} = \frac{\omega_M}{\omega_{M_{MAX}}} + \frac{\tau_{mechA}}{\omega_{M_{MAX}}}\frac{d\omega_M}{dt} + \frac{\tau_{elA}\cdot\tau_{mechA}}{\omega_{M_{MAX}}}\frac{d^2\omega_M}{dt}$$

Curva $T \to \omega_M$ en Regimen estacionario



$$\frac{V_A}{V_{A_{MAX}}} - \frac{T_L}{T_{STA}} = \frac{\omega_M}{\omega_{M_{MAX}}} \Longrightarrow \frac{T_L}{T_{STA}} = \frac{V_A}{V_{A_{MAX}}} - \frac{\omega_M}{\omega_{M_{MAX}}}$$

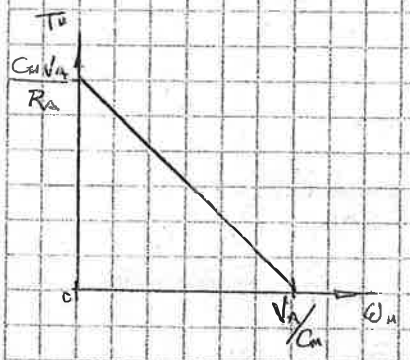
A. Ciclo continuo: Limitado fisicamente y por perdidas de conmutación

B. Ciclo intermitente: Limitado termicamente y por pérdidas de conmutación.

C. Limite de rango dinamico: Tiene que ser breve. Se permite en procesos de aceleracion y desaceleracion.

D. El torque maximo es cte. Rango de alimentación

E. El torque máximo se limita por el limite de corriente



En regimen estacionario

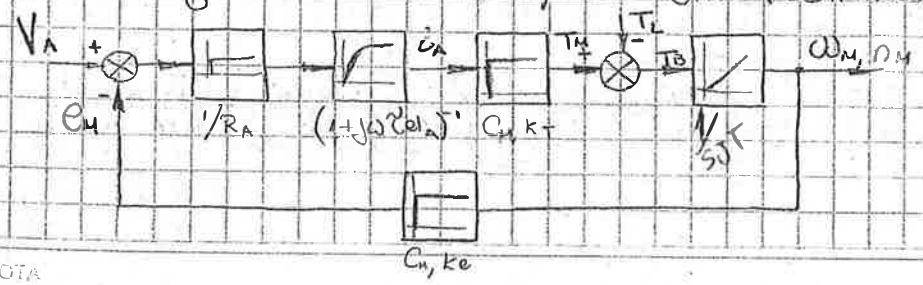
$$T_M = T_L = T_{STA}\frac{V_A}{V_{A_{MAX}}} - T_{STA}\frac{\omega_M}{\omega_{M_{MAX}}}$$

y $T_{STA} = \dfrac{V_{A_{MAX}}}{R_A}C_M = \dfrac{\omega_{M_{MAX}}C_M^2}{R_A}$

$$\therefore\ T_M = \frac{C_M V_A}{R_A} - \frac{C_M^2}{R_A}\omega_M$$

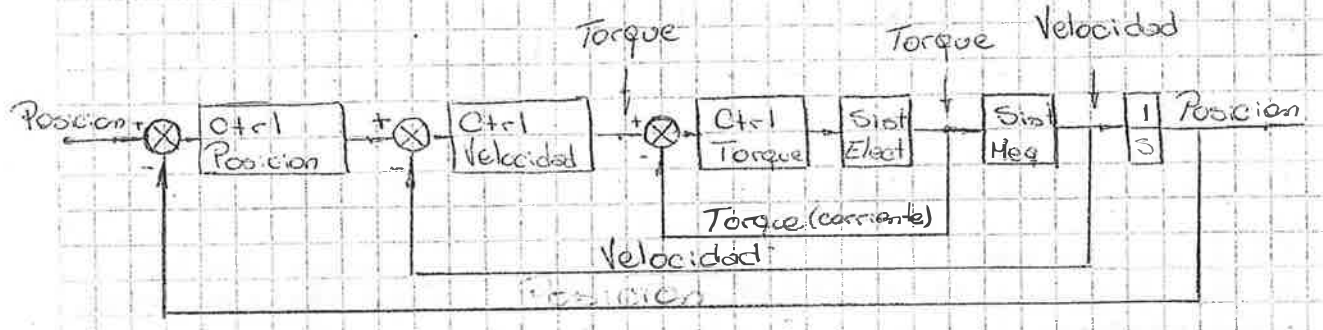
Si $\dfrac{dT_M}{d\omega_M} = -\dfrac{C_M^2}{R_A}$ Es grande, si varia la carga (el par) no va a variar mucho ω_M

Diagrama en Bloques sin realimentacion



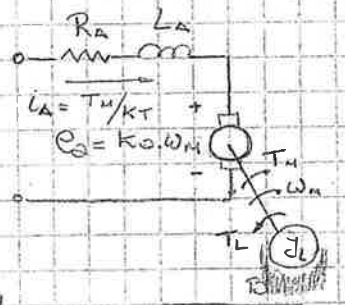
NOTA

Control en Cascada



- Se realimenta para insensibilizar ante variaciones
- Se intenta e en estado estacionario = 0 y buena rta dinamica
- Suponemos que el sist es lineal y el punto de operacion es de estado estacionario para las variables

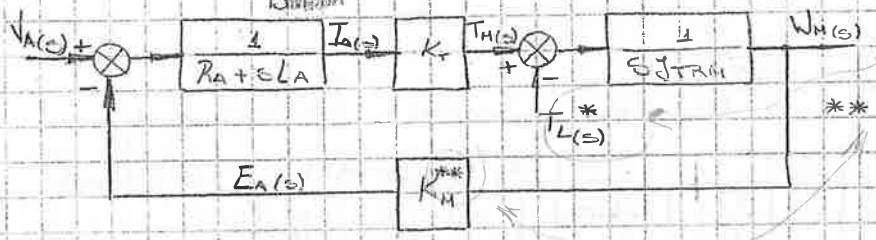
Modelo simplificado del motor D.C.



En Laplace: $V_{A(s)} = E_{A(s)} + (R_A + sL_A)\, I_{A(s)}$

$$\Longrightarrow I_{A(s)} = \frac{V_{A(s)} - E_{A(s)}}{R_A + sL_A}$$

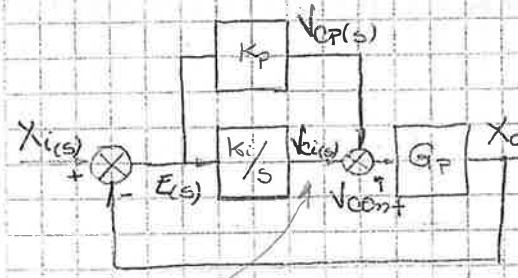
$E_{A(s)} = K_e W_{M(s)}$; $W_{M(s)} = \dfrac{T_{M(s)} - 0}{s J_{TRM}}$; $T_{M(s)} = K_T I_{A(s)}$



* $T_L = 0$ en Reg Est.

** $K_M = K_E$ en Reg. Est.

Compensador P.I.



Se usa proporcional para el control de posicion y P.I. para torque y velocidad

$$\frac{V_{cont}}{E(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{K_i}{s}\left(1 + \frac{s}{K_i/K_p}\right)$$

V_{cp} es una señal proporcional a la diferencia $E(s)$ [Resp. dinamica]

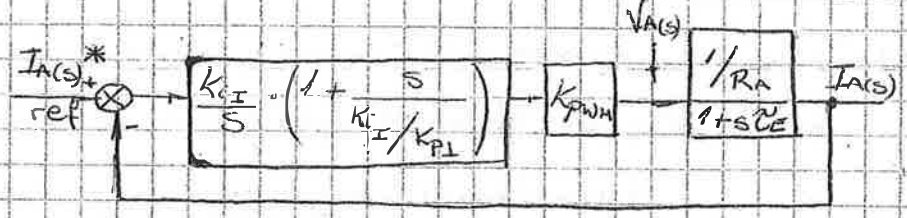
V_{ci} integra la diferencia $E(s)$ [Resp estacionaria]

Control de Torque

- Como el torque es proporcional a K_T controlamos por I_A
- En * se muestrea y realimenta W_M y necesitamos I_A por lo que llevamos el punto ① al ② y el bloque de realimentacion queda:

$$\frac{E_{A(s)}}{I_{A(s)}} = \frac{K_T \cdot K_e}{s J_{TRM}} \quad \text{Si } J_{TRM} \gg 0 \rightarrow \frac{E_{A(s)}}{I_{A(s)}} \rightarrow 0$$

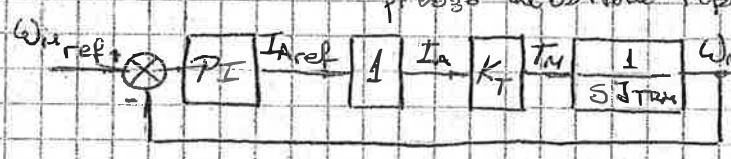
- En estado estacionario $T_L = 0$



$$G_{I_{OL}} = \frac{K_{iI}}{s} \cdot \left(1 + \frac{s}{K_{iI}/K_{pI}}\right) \cdot K_{PWM} \cdot \frac{1/R_A}{1+s\tau_E}$$

Control de velocidad

p. lazo de corriente representado por la unidad

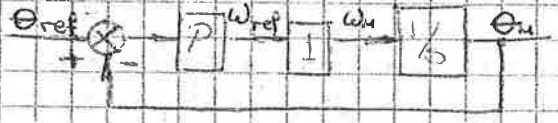


Como $BW_{Torque} \gg BW_{vel}$

$\Rightarrow$ Lazo torque = 1

$$G_{\Omega_{OL}} = \frac{K_{i\Omega}}{s} \cdot \left(1 + \frac{s}{K_{i\Omega}/K_{p\Omega}}\right) \cdot \frac{K_T}{sJ_{TRM}}$$

Control de Posicion

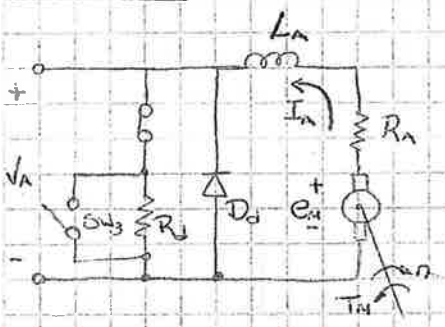


$$G_{\theta_{OL}} = \frac{K_{P\theta}}{s}$$

NOTA

Frenado

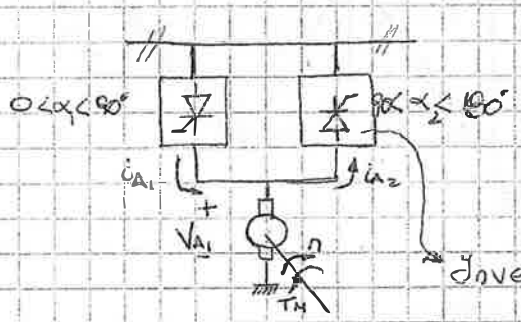
Dinamico



Transforma la energía cinética en calor ... conmutando SW3. Podemos variar el valor de la resistencia

$$R_{eq} = R_d \cdot (1-D) + R_A$$

Regenerativo



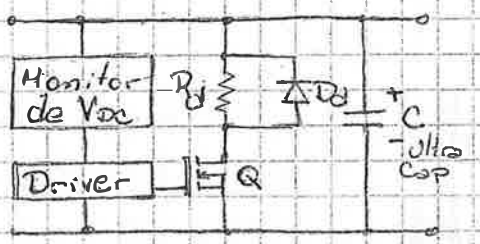
La energía cinetica se devuelve a la alimentacion

i_{A_1} debe ser muy pequeño o $=0$

$V_{A_1} > 0$ hasta que se detiene

Inversor no autónomo

Regenerativo y Dinámico

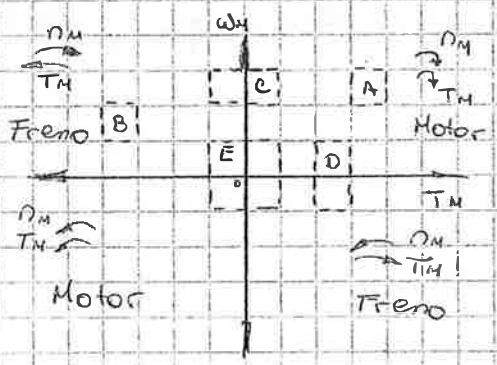


Cuando se frena el motor se entrega la carga a "C" en modo regenerativo

Cuando el monitor detecta que se cargó el, conmuta "Q" en modo dinámico

$$W_{L_A} + W_C = \frac{1}{2} L_A I_A^2 = \frac{1}{2} C V_A^2 \quad \therefore \quad C = \left(\frac{I_A}{V_A}\right)^2 \cdot L_A$$

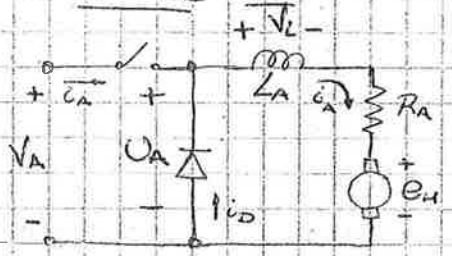
Control del Motor:



	T_M	ω_M y Rot	Acel
I	+	+	+
II	−	+	−
III	−	−	+
IV	+	−	−

energía en el inductor

Clase A:



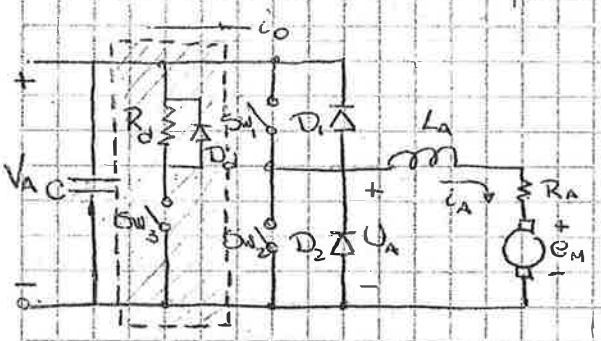
Funciona como el Buck

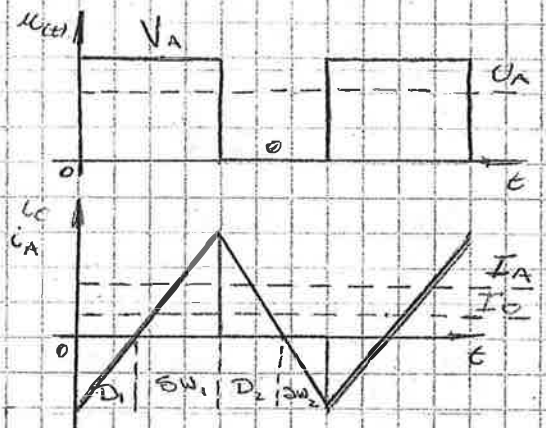
Dependiendo de i_A puede funcionar en DCM ó CCM.

$$\Delta I_{L_{MAX}} = \frac{V_A}{4 f L_A} \qquad I_{L_{AV}} = \frac{V_A D - e_M}{R_A}$$

Clase C:

I y II cuadrante

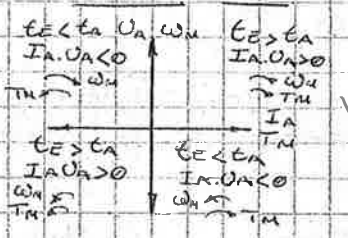


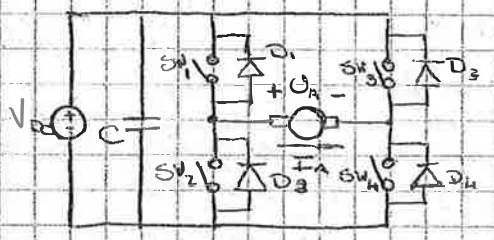


- Con $SW_1 = ON$ y $SW_2 = OFF$
  $i_A > 0$ y esta en el I cuadrante
- Con $SW_1 = OFF$ y $SW_2 = ON$
  $i_A < 0$ y esta en el II cuadrante.

Si $U_A > V_A$ i_A puede circular al generador (Al C).
Si $U_A \gg V_A$ se puede usar un disipador dinamico y reg.

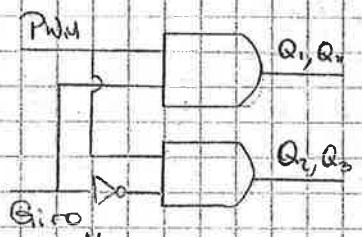
Clase E





Trabajo en los 4 cuadrantes y hay 4 formas de conmutar los SW_x

Metodo 1

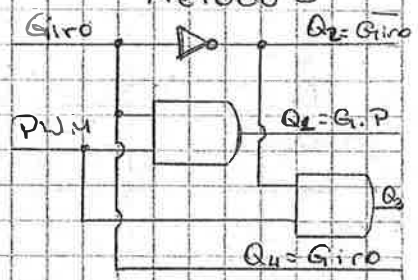


1_ Horario
0_ Antihorario

Metodo 2

$$D \begin{cases} < 0{,}5 & \text{Antihorario} \\ = 0{,}5 & \text{Detenido} \\ > 0{,}5 & \text{Horario} \end{cases}$$

Metodo 3



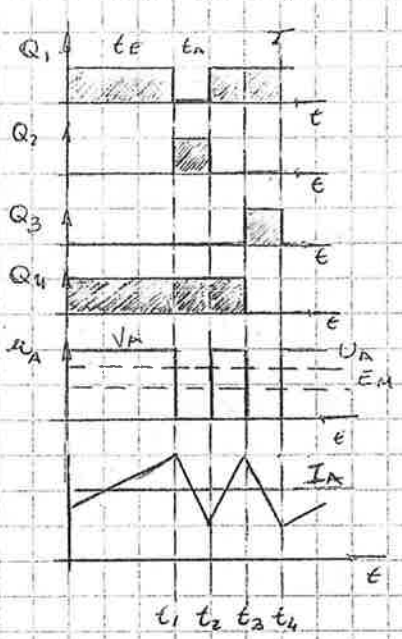
1_ Antihorario
0_ Horario

UN SW Fijo por Forma

NOTA

Metodo 4: C/Q se controla independientemente teniendo en cuenta que los Q de la misma rama son complementarios.

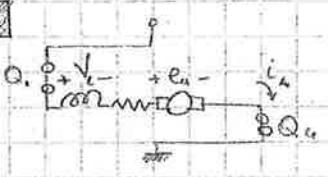
I Cuadrante: $t_E > t_A$ (Q_1, Q_2) "Motor Giro directo"



- $0 < t < t_1$ y $t_2 < t < t_3$

  $U_A = V_A$ i_A = rampa > 0

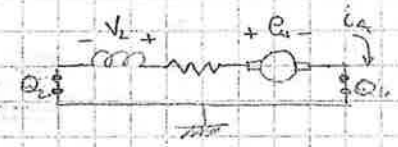
  L_A se carga



- $t_1 < t < t_2$

  $U_A = 0$ i_A = rampa < 0

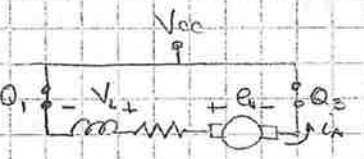
  L_A se descarga



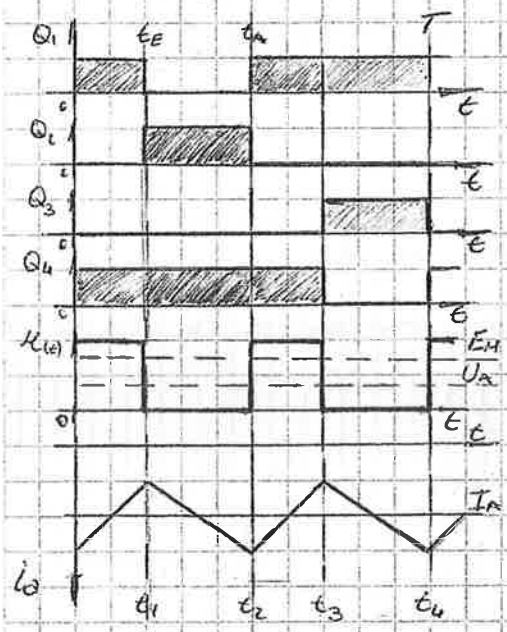
- $t_3 < t < t_4$

  $U_A = 0$ i_A = rampa < 0

  L_A se descarga



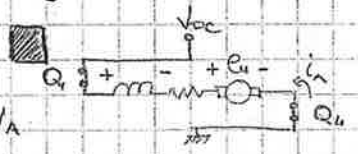
II Cuadrante: $t_E < t_A$ (Q_1, Q_2) "Frenado en giro directo"



- $0 < t < t_1$ y $t_2 < t < t_3$

  $U_A = V_A$; $e_M + L\frac{di_A}{dt} > V_A$

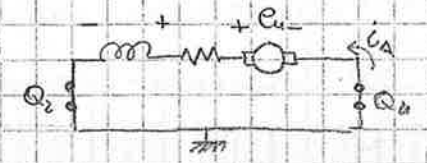
  L_A se descarga hacia la fuente



- $t_1 < t < t_2$

  $U_A = 0$

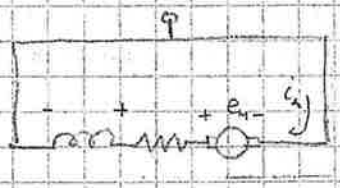
  e_M carga a L_A (−)



- $t_3 < t < t_4$

  $U_A = 0$

  e_M carga a L_a (−)



III Cuadrante ($t_E > t_A$) "Giro Inverso"

Idem I cuadrante pero cambiando Q_1 con Q_3 y Q_2 con Q_4. U_A es $-U_A$ e i_A es $-i_A$

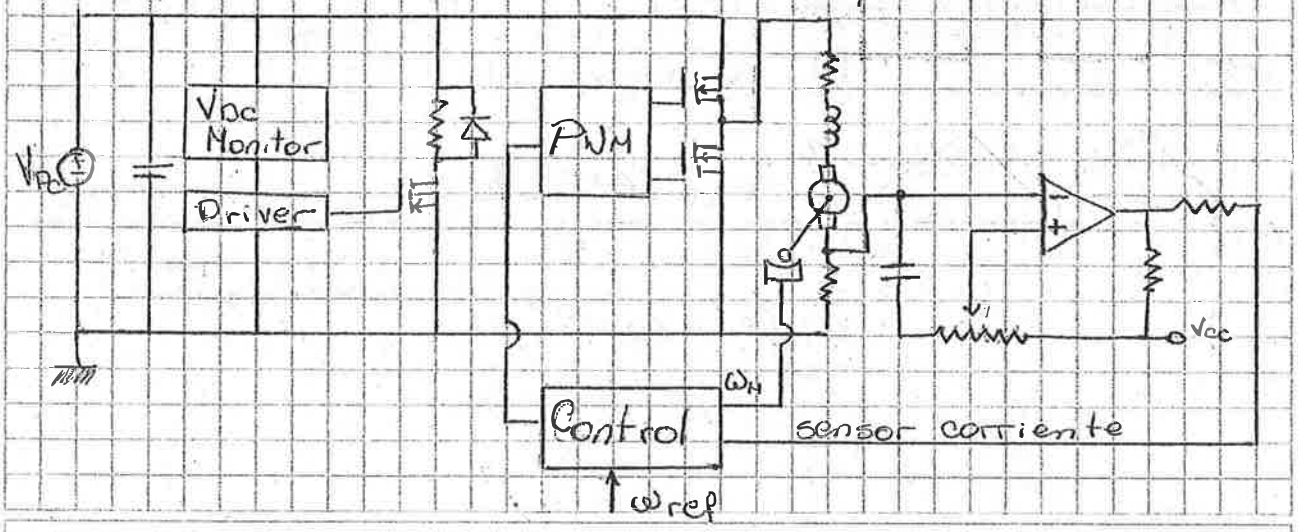
IV Cuadrante (t_E t_A) "Frenado en giro inverso"

Idem II cuadrante pero cambiando Q_1 con Q_3 y Q_2 con Q_4. u_A es $-u_A$ e i_A es $-i_A$

Práctico

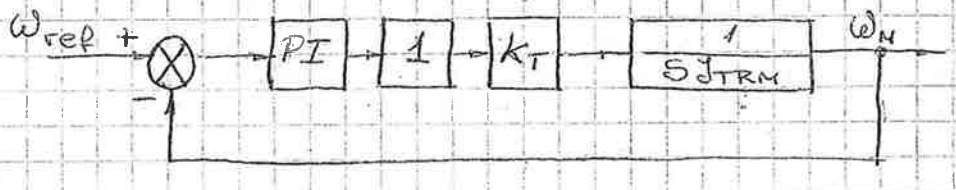
1) Diseño de un control de velocidad para un motor de CC clase C
2) Circuito de Aplicacion
3) Lazo cerrado de ctrl de velocidad
4) Utilizar técnica de commutacion adecuada y justificar
5) Utilizar transistor mas adecuado y justificar
6) Si es aplicable, red snubber
7) Driver de base y SOA
8) Proteccion contra sobrecorriente

1 y 2,8) Control clase C y circuito y Proteccion Corriente



NOTA

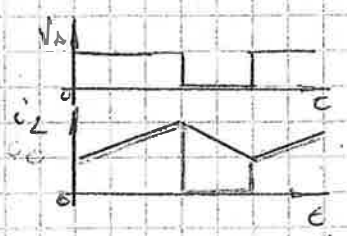
3) Lazo de velocidad P/cc



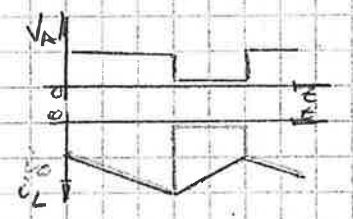
$$G_{\Omega_{OL}} = \frac{K_{i\Omega} K_T}{s^2 J_{TRM}} \cdot \left(1 + \frac{s}{K_{i\Omega}/K_{p\Omega}}\right) \rightarrow BW = 100Hz$$

4) Tecnica de conmutacion adecuada

Usamos CCM para no perder torque



ω_M Motor
T_M



T_M ω_M Freno

5) Transistor mas adecuado

Mosfet

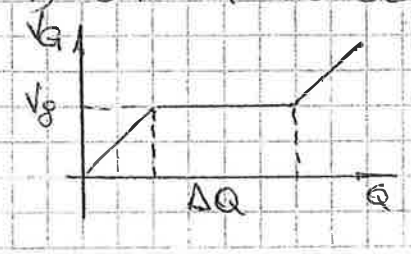
- Buena velocidad de respuesta
- Soporta corriente de motores medianos
- Driver facil

$$V_{DS_{MAX}} > V_{IN_{MAX}}$$

$$I_{DS_{MAX}} > \frac{V_A - e_M}{R_A} + \left[I_{L_{MIN}} - \frac{V_A - e_M}{R_A}\right] e^{-t_{on}/\tau_{el_A}}$$

6) Red Snubber No aplica

7) Driver base

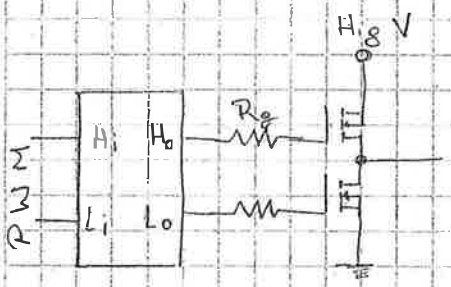


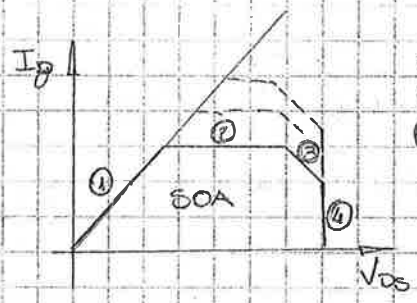
$$I_g = \frac{\Delta Q}{T_c}$$

$$T_c \geq (t_{on} + t_r) + (t_{off} + t_f)$$

$$R_g = \frac{V_{g\,sat} - V_{g\,plano}}{I_g}$$

Usamos IR 2110





① Limite r_{ds}
② Limite $I_{g\,max}$
③ Limite P_{max}
④ Limite $V_{DS\,max}$

NOTA

Motores de C.A.

La tension en el estatator genera una corriente que genera un campo en el entrehierro que llega al bobinado del rotor generando una corriente en éste, que: junto con el flujo y el area encerrada por las bobinas del rotor genera una f.m.m. y por lo tanto un torque.

Ecuaciones Fundamentales

Inducido Mutua

$$\vec{V}_{s(t)} = R_s \cdot \vec{i}_{s(t)} + L_s \frac{d\vec{i}_{s(t)}}{dt} + M \frac{d(\vec{i}_{r(t)} e^{j\theta})}{dt}$$

$$\vec{V}_{r(t)} = R_r \cdot \vec{i}_{r(t)} + L_r \frac{d\vec{i}_{r(t)}}{dt} + M \frac{d(\vec{i}_{s(t)} e^{-j\theta})}{dt}$$

θ = Angulo entre el rotor y el estator

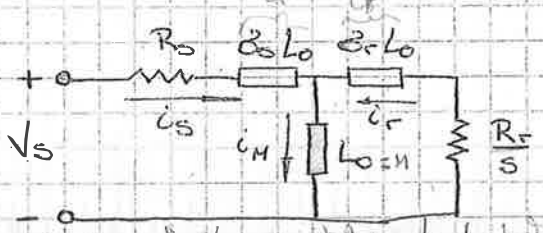
σ_s y σ_r = Coeficiente de fuga.

$$J\frac{d\omega_M}{dt} = T_{M(t)} - T_{L(t)} = \frac{2}{3} L_0 \, \mathrm{Im}\left[\vec{i}_{s(t)} \cdot \left(\vec{i}_{r(t)} e^{j\theta}\right)^*\right] - T_L(\theta, \omega_M, t)$$

$$\omega_M = \frac{d\theta}{dt}$$

Asumiendo que $N_R = N_S \Rightarrow L_0 = M$, $L_S = (1+\sigma_s) L_0$, $L_r = (1+\sigma_r) L_0$

En estado estacionario:



$$\omega_M = \omega_1 - \omega_2 = \omega_1 (1-s)$$

Vel. del motor

$$s = \frac{\omega_2}{\omega_1} = \frac{\omega_1 - \omega_M}{\omega_1} = \frac{\frac{60 f_1}{P} - n_M}{\frac{60 f_1}{P}}$$

rotor; estator (red); RPM; Pares de Polos

$$\sigma = 1 - \frac{1}{(1+\sigma_s)+(1+\sigma_r)}$$

f_1 = frecuencia de alimentacion

p = pares de polos

$$S_{MAX} = \frac{R_r}{\omega_1 \sigma L_r} = \frac{1}{\omega_1 \sigma \tau_r} \qquad \tau_r = \frac{L_r}{R_r}$$

$I_M = I_r + I_s$ $\quad I_M = |I| e^{j\theta}$

$$T_M = \underbrace{\frac{3}{2} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{V_s^2}{\omega_1^2 L_s}}_{T_{P_0}} \cdot \frac{2}{s/s_{MAX} + s_{MAX}/s}$$

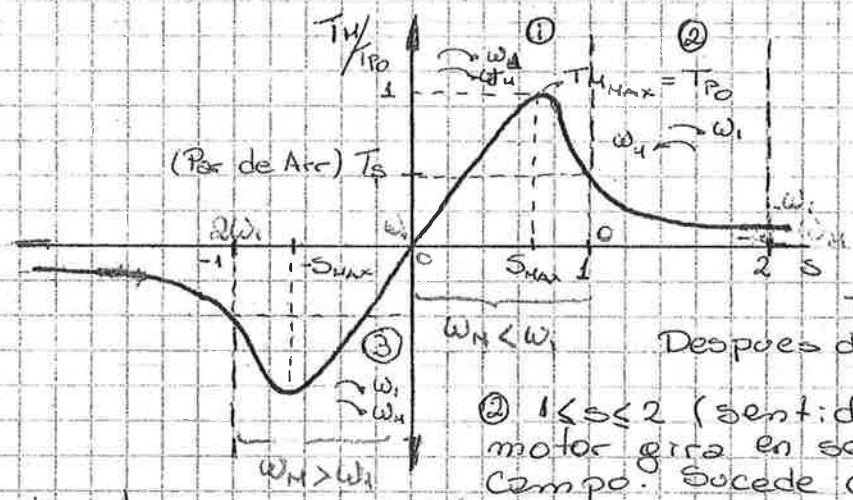
T_{P_0} = Par de ruptura. Valor maximo. Se da cuando $s = s_{MAX}$

$$T_{P_0} = \frac{3}{2}\,\frac{1-\sigma}{\sigma}\cdot\frac{V_{S_0}^2}{\omega_b^2 L_s}$$

Teniendo en cuenta los valores nominales de V_s y ω_1 tenemos el par de ruptura nominal para normalizar.

$$\frac{T_M}{T_{P_0}} = \left(\frac{V_S/V_{S_0}}{\omega_1/\omega_0}\right)^2 \cdot \frac{2}{s/s_{MAX} + s_{MAX}/s}$$

Curva Par vs deslizamiento



① $0 \leq s \leq 1$, $\omega_M < \omega_1$ (Motor): El motor gira en el mismo sentido que el campo.

Antes de $T_{M_{MAX}}$: si $\uparrow s \Rightarrow \uparrow T_M$

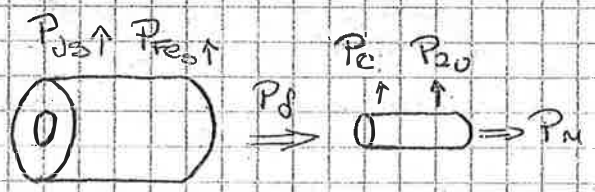
Después de $T_{M_{MAX}}$: si $\uparrow s \Rightarrow \downarrow T_M$

② $1 \leq s \leq 2$ (sentido inverso): El motor gira en sentido opuesto al campo. Sucede cuando se invierte la secuencia al inversor que excita al estator.

No se recomienda trabajar en esta zona porque al ser $s > 1$ el motor absorve mucha corriente y tiene poco torque.

③ $s < 0$, $\omega_M < \omega_1$ (Generador): El motor gira en el mismo sentido que el campo, pero al ser $s < 0$ el motor funciona como generador.

Rendimiento



P_δ = Potencia transferido desde la entrada al rotor.

$$P_\delta = 3 I_2^2 \frac{r_2}{s} = T_M \omega_1$$

$P_{in} = \sqrt{3}\cdot V\cdot I\cdot\cos\varphi$ Potencia activa consumida

P_{Js} = Perdidas en el bobinado del estator (joule)

P_{Fes} = Perdidas en el hierro del estator (Foucault/Histeresis)

$P_{1u} = 3 I_1^2 r_1$ Perdida totales en el bobinado del estator

NOTA:

$P_{2J} = 3 I_2^2 r_2$ Perdida total en la bobina del rotor

$P_C = \frac{3 V_M^2}{R_M} \cong \frac{3 V_1^2}{R_M}$ Perdida en el nucleo del rotor

$P_M = P_\delta - P_{2J} - P_C = \boxed{T_M \omega_M \quad \text{Potencia mecanica}}$

$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_M - P_{sin\ carga}}{P_\delta + P_{Jo} + P_{Fes}} \cong \frac{T_M \omega_M}{T_M \omega_1} \Rightarrow \boxed{\eta \cong (1-s) \quad \text{Valido } 0 \leq s \leq 1}$

Potencia mecanica

Potencia electrica

$\frac{60 f_1}{P} - n_m$

$\frac{60 f_1}{P}$

$s = \frac{\omega_1 - \omega_m}{\omega_1}$

Variacion de velocidad

$\omega_m = (1-s)\omega_1$

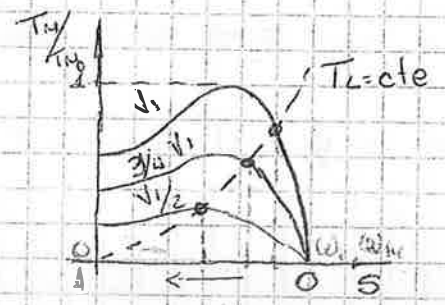
3 formas

- Cambio de polos
- Variacion de "s" (A. Control por deslizamiento)
  - Variacion de la V_s A.1
  - Variacion de la R_r A.2
- Variacion de "f" B.
  - Variacion f estator B.1
  - Regimen Especiales B.2
    - V/f_1 Estator proporcionales B.2.1
    - f_1 con $\beta > 1$ B.2.2
    - Flujo cte B.2.3
    - V/f_1 Extendido B.2.4

$\rightarrow n_m = (1-s)\frac{60 f_1}{P}$ / $\omega_m = 2\pi f_1 \frac{(1-s)}{P}$

A) Variación de "s"

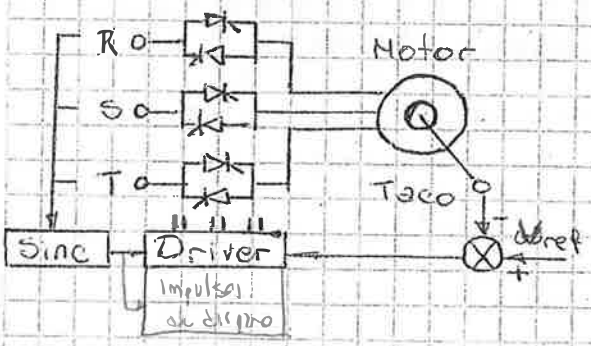
A.1) Variacion de la V del estator (V_1)



$$T_M = T_L = \frac{3}{2} \frac{1-\beta}{\beta} \frac{V_1^2}{\omega_1 L_s} \frac{2}{s/s_{max} + s_{max}/s} - T_L$$

Con ω_1 = cte, T_L = cte $\Rightarrow s = 1 - \frac{\omega_m}{\omega_1} \propto \omega_M$

$T_M \propto V_1^2 \Rightarrow$ Al variar V_1, varia ω_M y por eso varía s



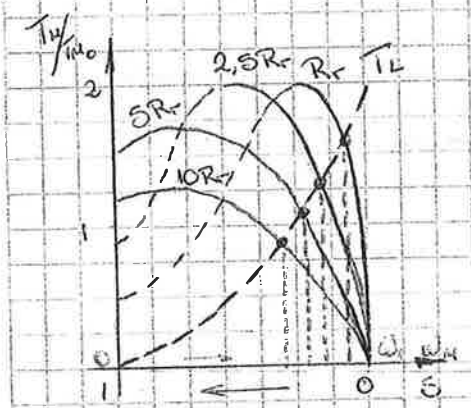
Desventajas

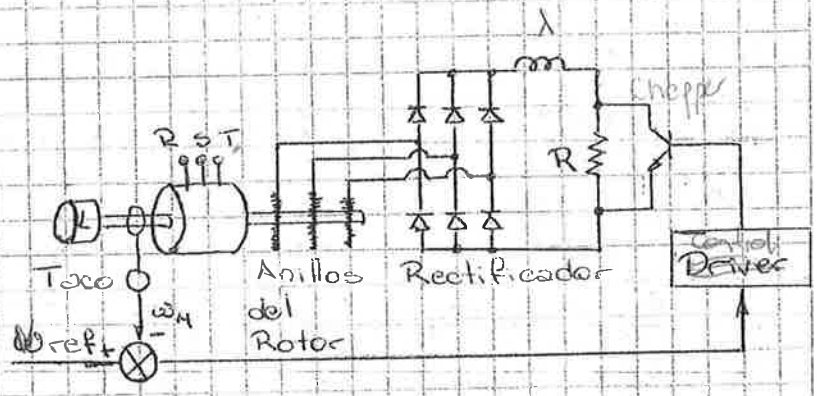
1- No es una verdadera reg. por que sin carga ($T_L = 0$), ω_M depende de ω_1

2- Al variar V_1, varía T_M

3- Al disminuir V_1, aumenta s, por lo que disminuye $\eta = 1 - s$

A.2) Variacion de la Resistencia del rotor





Se utiliza en motores de rotor bobinado y anillos

$$\left.\begin{array}{l} P_\delta = T_M \omega_1 = 3 I_2^2 \dfrac{R_r}{s} \\ P_{perd} = 3 I_2^2 R_r \end{array}\right\} \quad P_\delta = \frac{P_{perd}}{s} \Rightarrow s = \frac{P_{perd}}{P_\delta} = \frac{\omega_1 - \omega_M}{\omega_1} \propto \omega_M$$

$$\Rightarrow \text{si } R_r \uparrow \Rightarrow P_{perd} \uparrow \Rightarrow s \Uparrow \Rightarrow \omega_M \downarrow \Rightarrow T_L \downarrow$$

<u>Ventajas:</u>

1) Permite variar la ω_M perd distintas cargas ya que la parte variada es estable

2) El exceso de perdidas se disipan en el exterior. Se puede lograr T_{M0} a cualquier ω_M

<u>Desventajas</u>

1) No es una verdadera regulacion por que sin carga ($T_L = 0$), ω_M depende de ω_1

2) Al aumentar R_r aumenta s por lo que disminuye η

B. <u>Variacion de f</u>

B.1. Variando la f_1 (ω_1)

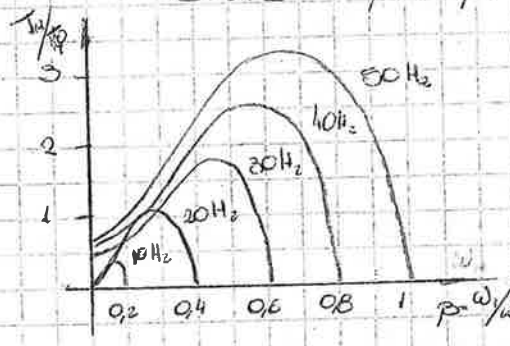
En motores sincronos $\omega_M = \omega_1$

En motores asincronos $\omega_M = (1-s)\omega_1$

NOTA

B.2 Regimenes especiales

B.2.1 V_1 y f_1 proporcionales.



$$E = 4{,}44 \cdot \underbrace{2Z_1}_{\text{Nº de espiras}} \cdot f_1 \cdot \varphi_{MAX} \cdot \underbrace{K_{b1}}_{\text{factor de bobinado}}$$

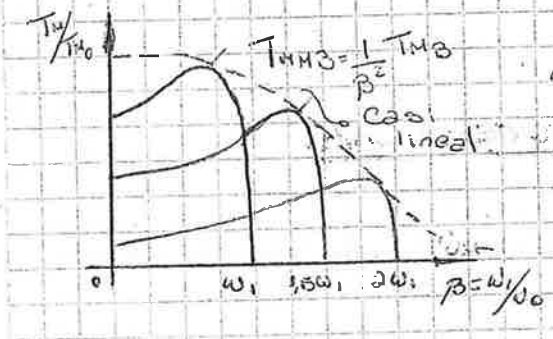
$$\varphi_{MAX} = \frac{E_1}{f_1} \cdot \frac{1}{4{,}44 \cdot 2Z_1 \cdot K_{b1}} \qquad \varphi_{MAX} = K_1 \frac{E_1}{f_1}$$

K_1

Con lo cual vemos que si logramos $V_1/f_1 = cte \Longrightarrow \varphi = cte$. Con esto se logra que la $\omega_M \propto \omega_1$ en todo el margen de velocidades

- A Bajas f_1 $R_r \gg x L_r$ ∴ $\downarrow T_M$
- Cerca de $\omega_1 = 0$ se necesita $V_1 = 1{,}15\, V_{arranque}$

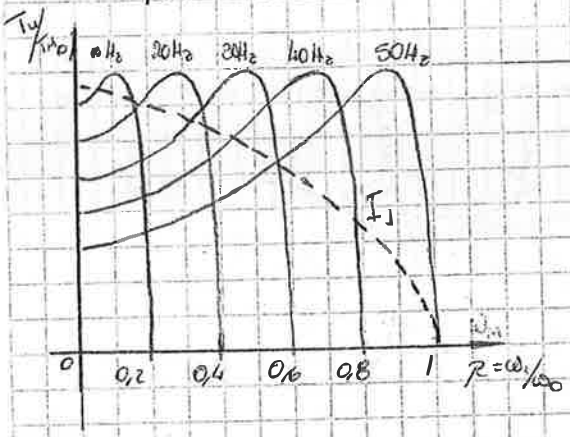
B.2.2 Variando ω_1 por encima de ω_0 ($\beta > 1$)



Hay un punto que si $\uparrow \omega_1$ ya no podemos $\uparrow V_1$ para mantener $\varphi = K_1 \cdot E_1/f_1 = cte$

A partir de este punto empieza a caer φ y ∴ T_M

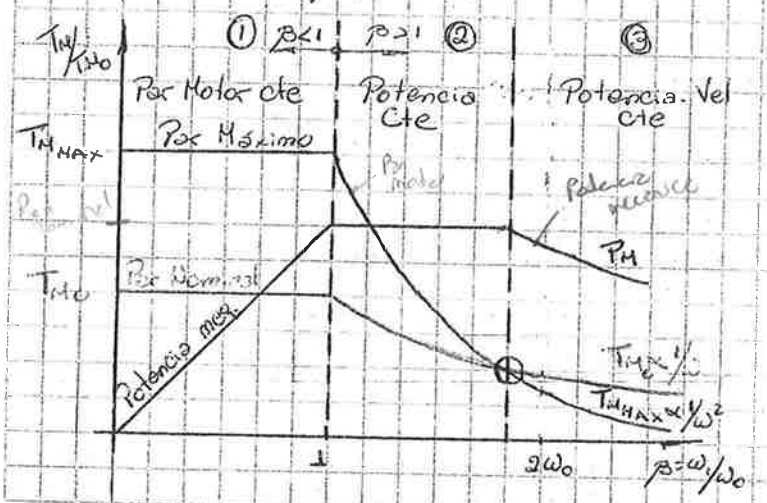
B.2.3. Funcionamiento a flujo constante.



$V_1 \neq E_1$ debido a $\vec{Z}_0$ y R_0 por lo cual no es tan facil lograr que $\frac{E_1}{f_1} = \frac{V_1}{f_1}$

Pero si el sistema de control logra calcular $\vec{E}_1 = \vec{V}_1 - (R_0 + jX_{L0})\vec{I}_1$ podemos lograr $\varphi = cte$ y $T_M = cte$

B.2.4. V_1/f_1 Extendido.

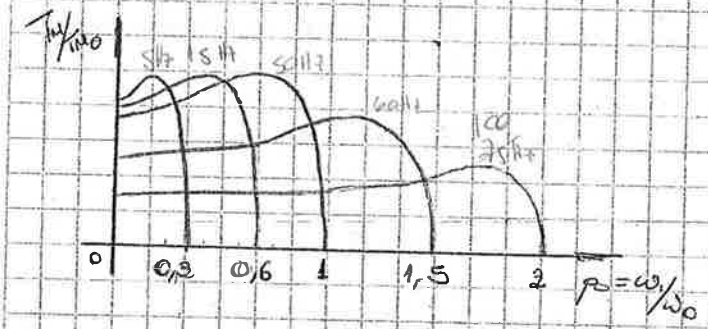


Para $\beta<1$ → Flujo cte
$\beta>1$ → V_1=cte, f_1= Var
debilitamiento del campo

① Par cte: Hasta ω_0

② Potencia cte: Como $T_{M0} \propto 1/\omega_M$ y $\omega_M=\omega_1$
$\Rightarrow P_M = T_M \cdot \omega_M$ = cte

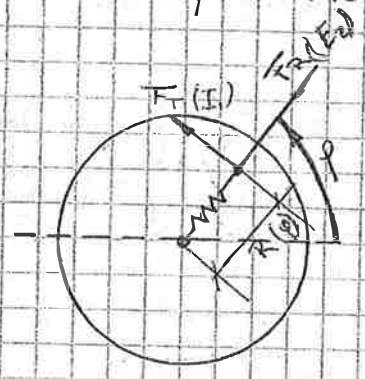
③ $P_M \cdot \omega_M$ = cte



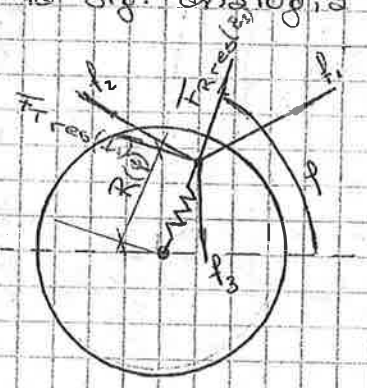
Control de motores C.A.

Tipos de Control:
- Escalar: Utiliza las variables escalares ω_2 (como estimador de I_1) o V_1 para controlar el motor
- Vectorial: Estimo o calculo una variable vectorial compuesta por torque y velocidad

Para entender por qué es mas complicado controlar un motor AC que uno DC usamos la sig. analogía mecánica



C.C



C.A.

$F_T \propto$ Iarmadura (I_1)
$R \propto$ Flujo principal (φ)
$F_R \propto$ Tension de Campo (E_2)

$RF_T \propto$ Torque electrico (T_e)
$RF_T\omega_M \propto$ Potencia electrica (P)
$R\omega_M \propto$ Tension inducido (e_M)

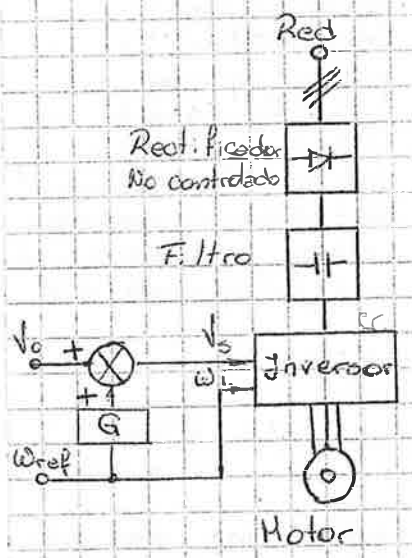
NOTA

En el motor de CC I_1 y ϕ son ctes. En la analogía mecánica se podría controlar f y R controlando F_T y F_R

El motor CA es mas complejo ya que I_1 y ϕ son variables, que interactuan entre sí, son funciones de ω_1, ω_r, ϕ_r, ϕ_s y mas. En la analogía mecánica f y R se puede controlar con F_T y F_R, pero estas dos son funciones de f_1, f_2, f_3 que vendrían a representar a las corrientes de fase del estator.

Control escalar:

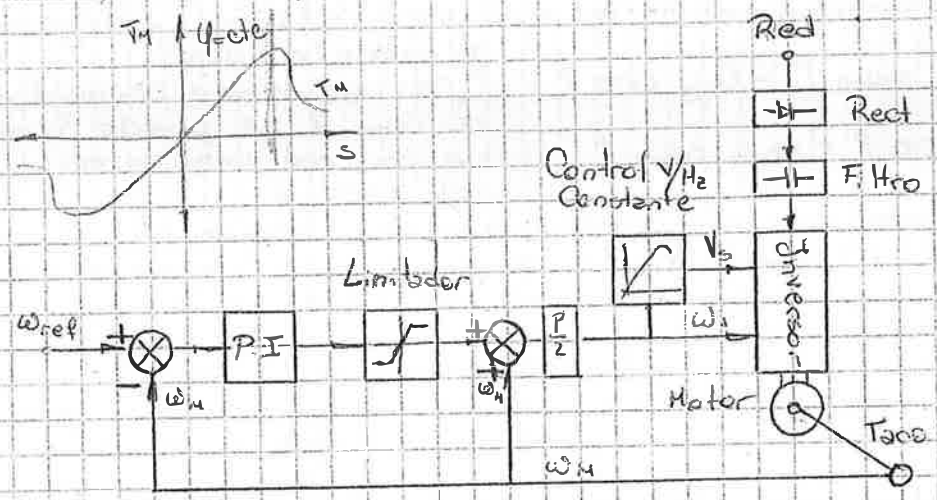
1) Control V/Hz a lazo abierto.



La ganancia G mantiene la relacion V/Hz para tratar de lograr el $\phi = cte = \varphi$

V_0 es la tension necesaria para mantener el $\phi = cte$ a bajas ω_1. $V_0 \cong 1{,}15\ V_{arranque}$.

2) Control V/Hz a lazo cerrado con regulacion de s



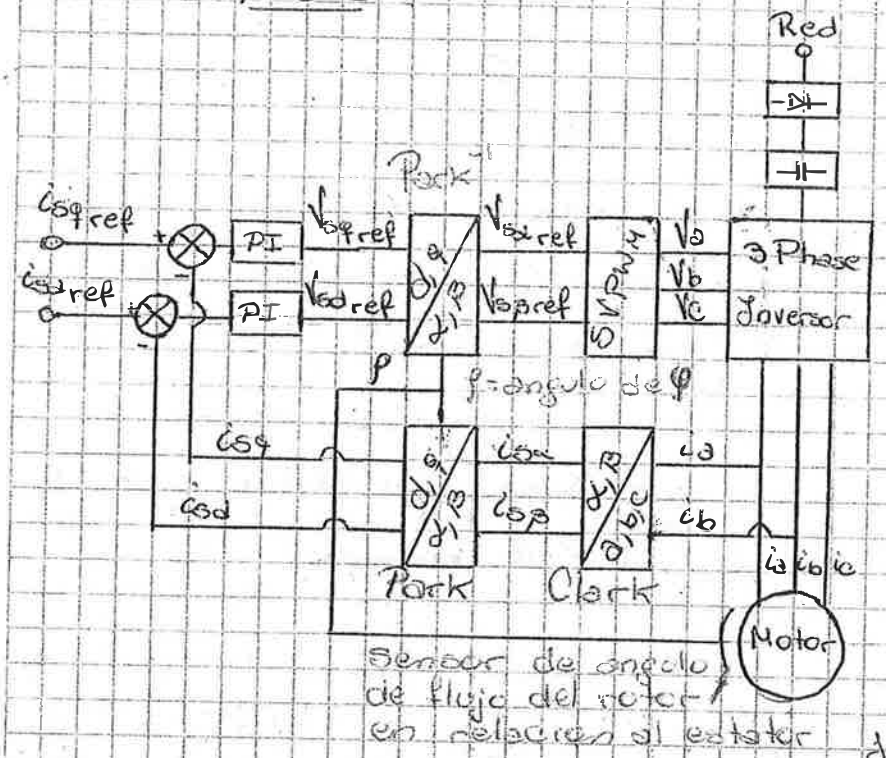
$$T_M \propto s \times \varphi \quad \frac{V_s}{\omega_1} = cte$$

Control Vectorial

- **FOC** (Field oriented Control): Separa la corriente del estator en dos componentes ortogonales de eje giratorios que representan al flujo φ y al par T_M. De esta manera se provee el mismo control desacoplado del flujo y del torque que tiene los motores DC

- **DTC**: (Direct torq. Control - sensorless): Por algun metodo se estima el flujo y el torque con la corriente y tension del estator.

FOC



Si el sistema es balanceado ($i_a + i_b + i_c = 0$) se sensan las corrientes i_a e i_b para aplicar la transformada de Clark que transforma el sistema de vectores espaciales (a, b, c) en un sistema ortogonal (α, β)

$$\left.\begin{aligned} i_{s\alpha} &= i_a \\ i_{s\beta} &= \frac{1}{\sqrt{3}} i_a + \frac{2}{\sqrt{3}} i_b \end{aligned}\right\} \text{Ortogonal}$$

Estas dos variables junto con el angulo del $\vec{\varphi}$ ($\rho = \angle\varphi$) se ingresan a la transformada de Park que transforma el sistema ortogonal (α, β) en un sistema ortogonal giratorio (d, q).

$$\text{Park} \begin{cases} i_{sq} = -i_{s\alpha} \operatorname{sen} \rho + i_{s\beta} \cos \rho \\ i_{sd} = i_{s\alpha} \cos \rho + i_{s\beta} \operatorname{sen} \rho \end{cases}$$

Si se hace coincidir "d" con φ se puede tener un control muy preciso del torque.

Estos valores se comparan con un torque (q) y un flujo (d) de referencia, se pasa por un compensador P.I para tener buena respuesta dinamica y de estado estacionario, se antitransforma para excitar algun inversor como el SVPWM.

$$\text{Park}^{-1} \begin{cases} V_{s\alpha} = V_{sd} \cos \rho - V_{sq} \operatorname{sen} \rho \\ V_{s\beta} = V_{sd} \operatorname{sen} \rho + V_{sq} \cos \rho \end{cases}$$

El transductor que determina ρ debe ser muy preciso.

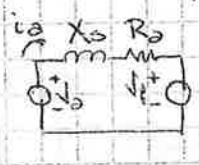
NOTA

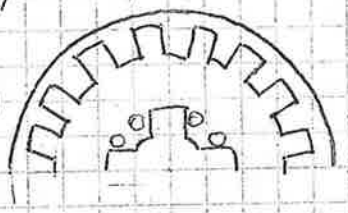
Motores Sincronos.

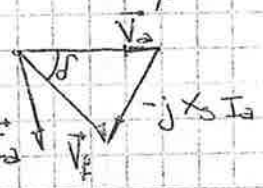
1) Motor de rotor cilindrico y polos salientes

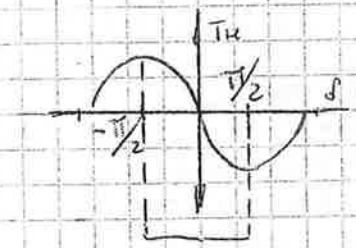
En estos motores la corriente de armadura no induce corriente en el rotor. El rotor puede ser de iman permanente o con bobinado de DC.

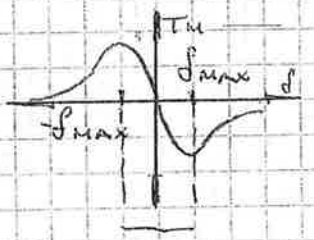
Tiene velocidad cte y $s=0$; con $\omega_M = \omega_S$ y $\omega_S = \frac{2\omega}{P}$











δ = retraso del rotor respecto al estator. Si $\delta > \delta_{MAX}$ el motor puede perder sincronismo.

Zona de trabajo

$-\pi/2 \leq \delta \leq \pi/2$

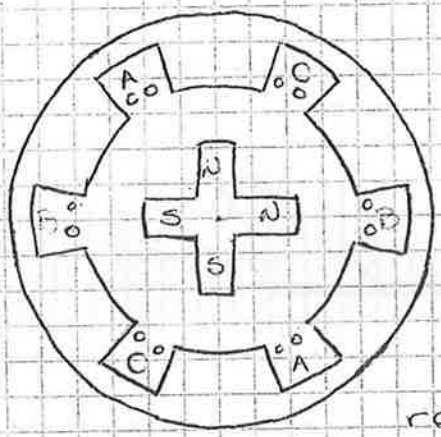
Cilindrico

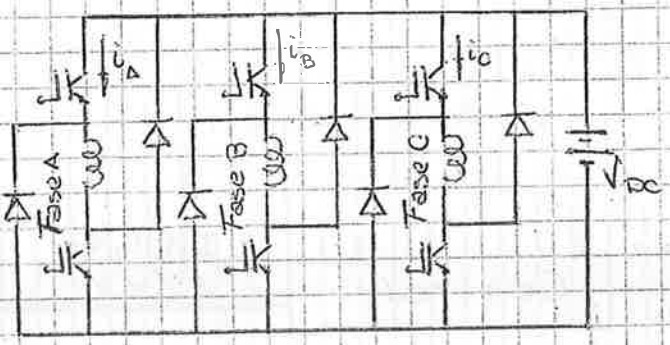
Zona de trabajo

$-\delta_{MAX} \leq \delta \leq \delta_{MAX}$

Polos Salientes

2) Reloctancia Conmutada





Es un motor de polos saliente y rotor de iman permanente.

Las fases (A, B, C) se deben excitar en una secuencia determinada para que el rotor gire

N_1 = Dientes Estator
N_2 = Dientes Rotor
q = fases

$$N_2 = N_1 \pm \frac{N_1}{q}$$

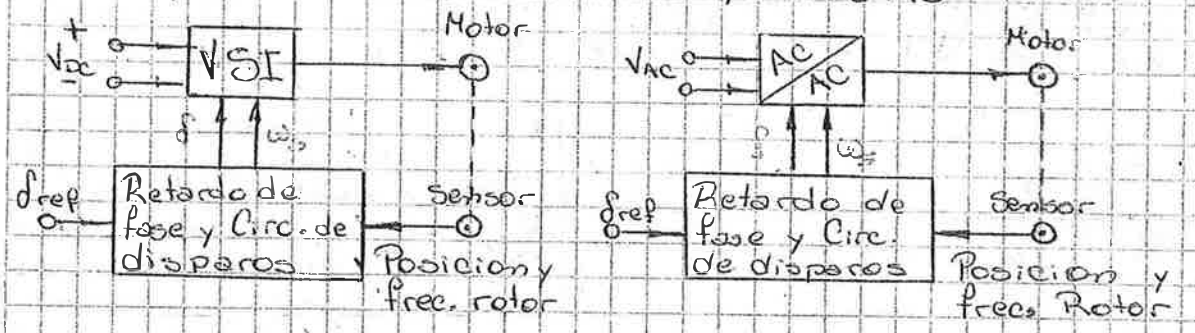
Ej $N_2 = 6 \pm \frac{6}{3} = \begin{matrix} 8 \\ 4 \end{matrix}$

3) Brushless (Autopilotado)

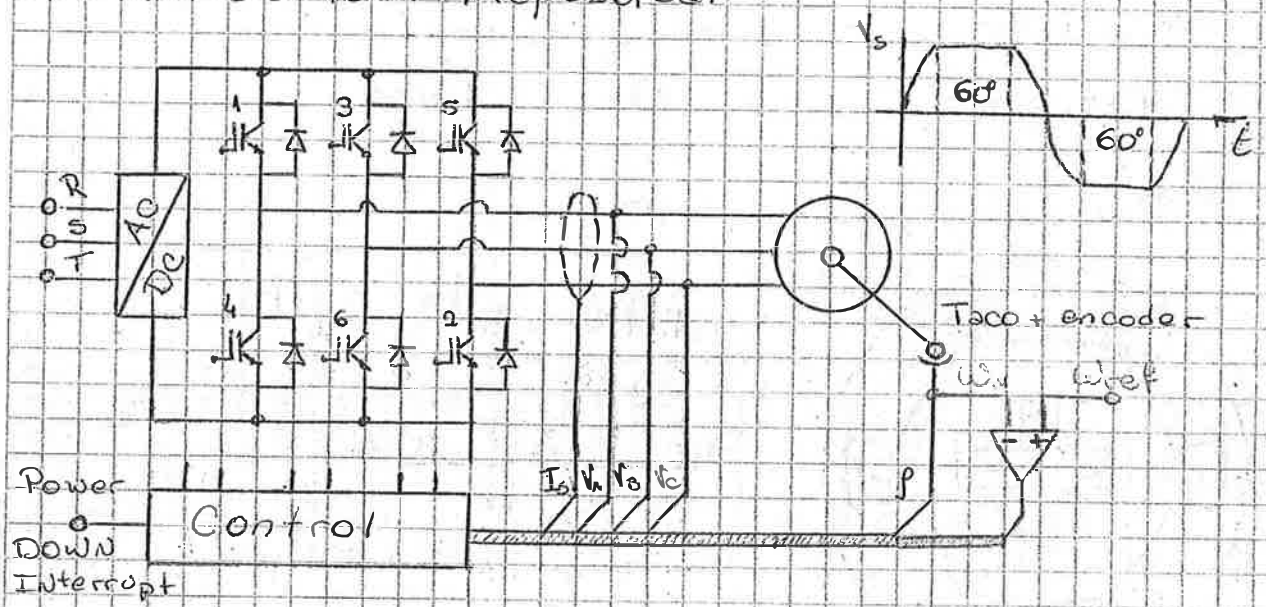
Tipos
1. ~~De imanes permanentes~~
2. De fcem trapezoidal
3. De fcem senoidal
4. ~~De flujo axial~~

Son motores sincronos en modo de autocontrol, es decir que la frecuencia del rotor se modifica segun varíe la velocidad del rotor de modo que el campo de la armadura siempre se mueva a la misma velocidad del rotor. Esto evita que el motor se salga del paso.

estator



2- De fcem trapezoidal

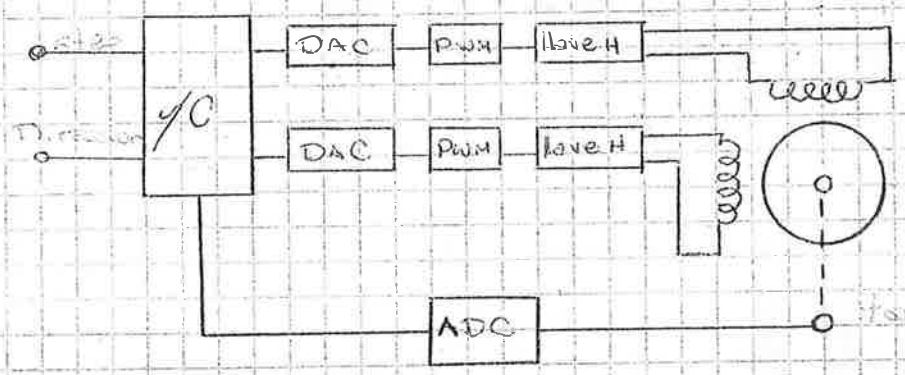


Se la utiliza ya que provoca un efecto de "pata da suave" en los puntos de conmutacion.

Puede o no tener la entrada de vel de ref.

NOTA

3- De fcem Senoidal

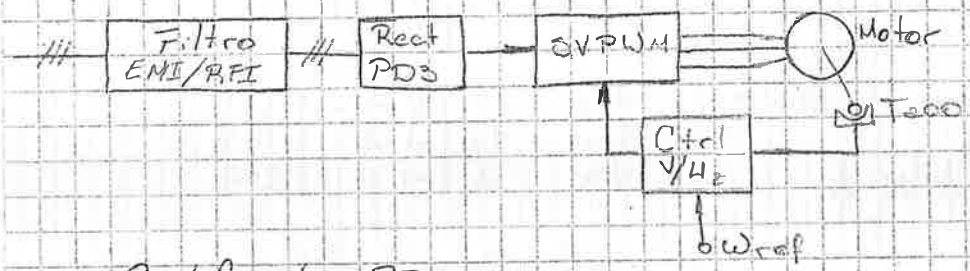


Se utiliza taco + encoder o resolver para "conocer" exactamente posicion, velocidad para luego introducirlo en un DSP que calcule los valores del seno o coseno que corresponda.

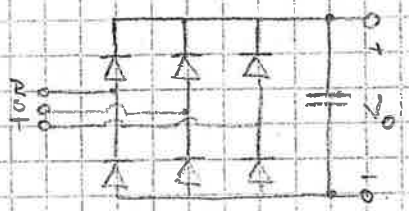
Práctico

Diseñar un control escalar V/Hz por SVPWM de un motor de inducción

1) SOA
2) Sobrecorriente
3) Protección falla de alimentacion
4) Desventaja de este control
5) Si aplica: Red snobber
6) Driver inversor

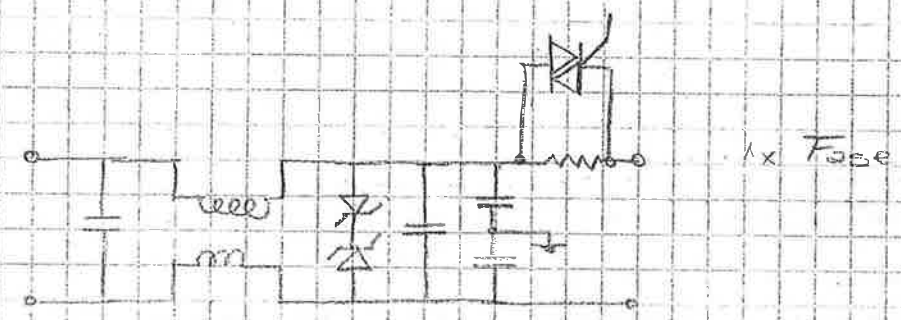


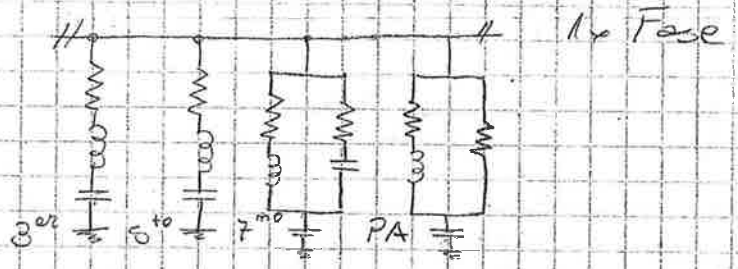
Rectificador PD3



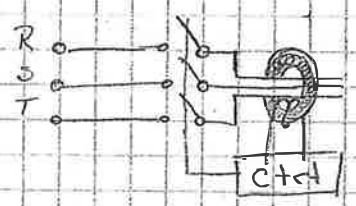
$$V_o = \sqrt{2}\, V_{in_{rms}} = \sqrt{2}\, 380 = 537{,}4\,V$$

Filtro EMI/RFI

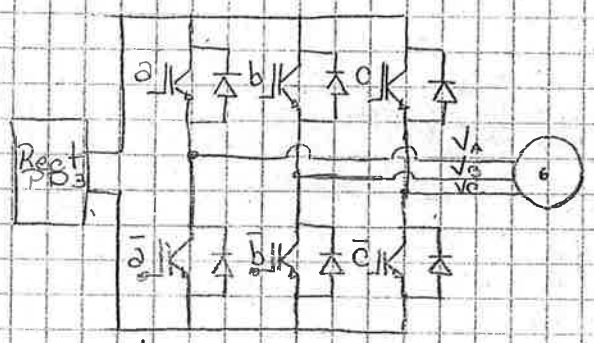




Proteccion Falla de alimentacion

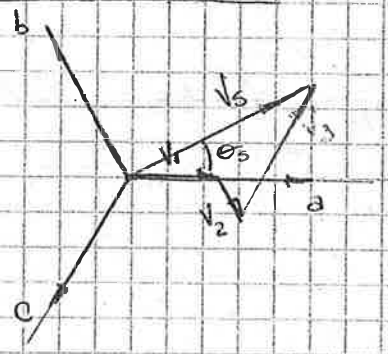


Inversor SVPWM



$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = V_{IN} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad V$$

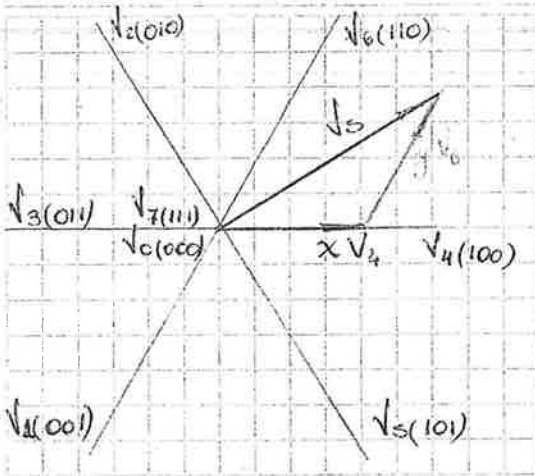
$$\begin{matrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{matrix} = \frac{V_{IN}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix}$$



$$\vec{V}_s = \vec{V}_a e^{j0} + \vec{V}_b e^{j2/3\pi} + \vec{V}_c e^{j4/3\pi}$$

$$V_s = \vec{V}_1 + \vec{V}_2 + \vec{V}_3$$

NOTA

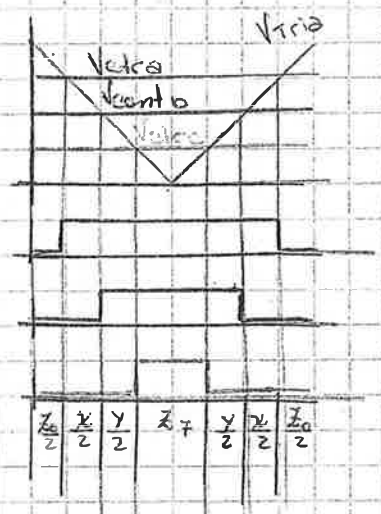


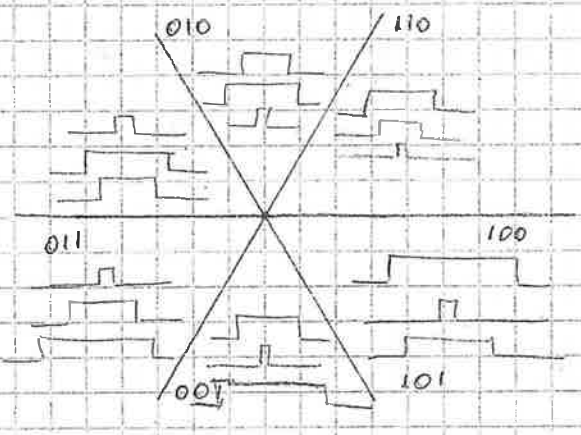
$$\vec{V_s} = \frac{1}{T_s}\left(x T_s \vec{V_4} + y T_s \vec{V_6} + z T_s \vec{V_0}\right)$$
$$= x \vec{V_4} + y \vec{V_6}$$

$$x + y + z = 1$$

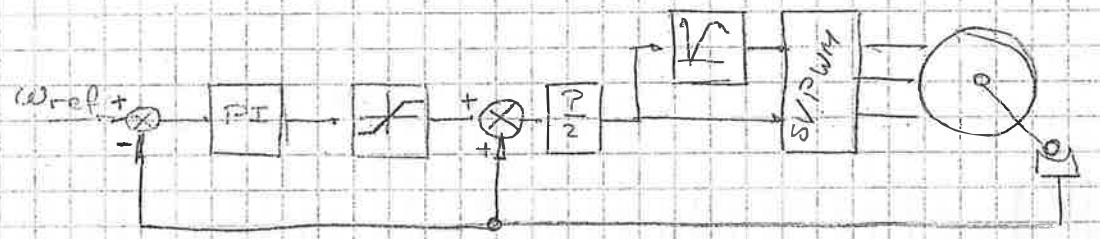
$$x = \frac{V_s}{V_4}\left(\cos\theta - \frac{\operatorname{sen}\theta}{\sqrt{3}}\right)$$

$$y = \frac{V_s}{V_6}\,\frac{2}{\sqrt{3}}\,\operatorname{sen}\theta$$





Control V/Hz

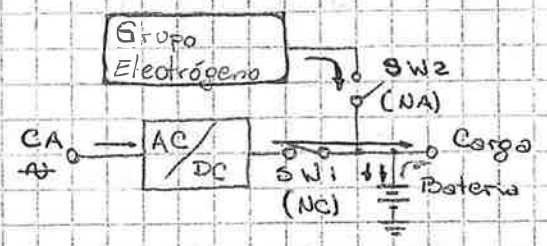


UPS

Topologia:
- UPS DC: La salida es en DC, La fuente alternativa puede ser una bateria o un grupo electrogeno
- UPS AC: La salida es en AC, por lo que se necesitará un inversor. Si el inversor esta conectado a la linea de entrada, se lo llama ON-LINE, si no lo está, se lo llama OFF LINE.

① UPS DC

1.1. UPS DC con Grupo

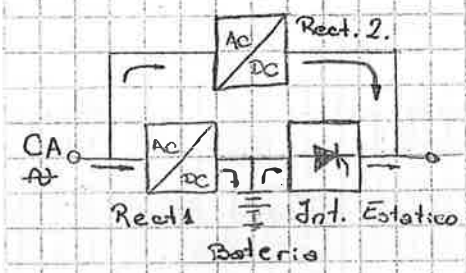


① En caso normal la linea alimenta la carga y la bateria, pasando previamente por un rectificador [SW_1=ON y SW_2=OFF]

② Cuando la linea se cae, la carga se alimenta mediante la bateria [SW_1=OFF, SW_2=OFF]

③ Si la caida dura mucho tiempo, se prende el grupo, cuando llega al regimen se lo conecta alimentando la carga y la bateria [SW_1=OFF, SW_2=ON]

1.2. UPS con Bateria en Espera



Se utiliza para cargas críticas agregando una bateria de mayor capacidad y no un grupo electrogeno.

① En funcion normal, se alimenta la carga a travez del Rectificador 2 y se carga la bateria mediante Rect. 1

② Cuando se cae la red, el interruptor estatico se cierra, y la carga se alimenta a travez de la bateria

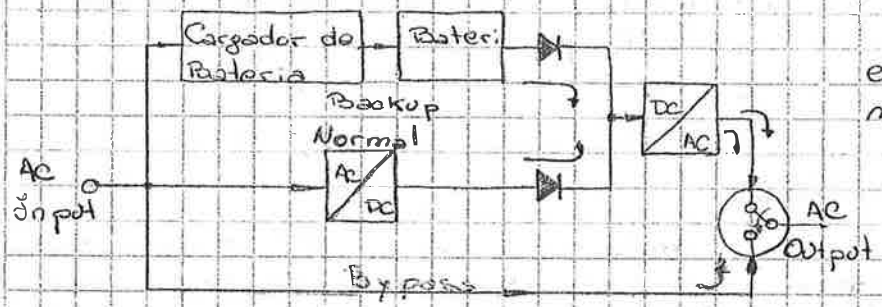
② UPS de AC

2.1. OFF-LINE

Se clasifica así a los UPS que en funcionamiento normal tienen el inversor desconectado entre la linea y la carga.

- Mayor rendimiento ya que en funcion Normal el Inversor no tiene carga.
- Mas propenso a fallas ya que existe un tiempo de commutacion (que debe ser menor a 1/4 de ciclo) para pasar de la red al inversor
- Por todo esto se lo utiliza en cargas No críticas.

- 2.2. ON-LINE.



El inversor está encendido en el modo normal.

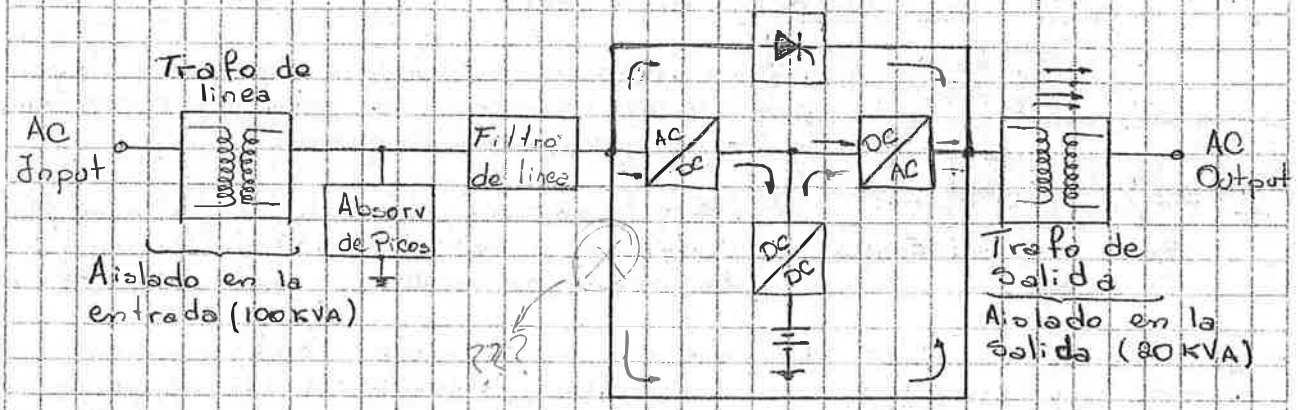
Se utiliza para cargas criticas

① Hasta que el inversor entre en regimen permanente se conecta la carga a la red mediante el modo Bypass

② Una vez que el inversor logra sincronizar con la red se conecta el inversor en modo Normal

③ Si hay fallo en la red se conecta el inversor en modo Backup.

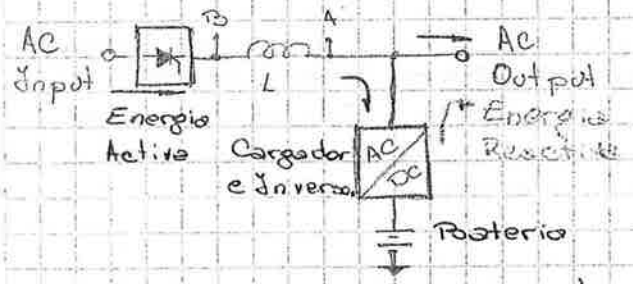
2.2.1. Modos de operacion.



① Modo Normal
② Modo Backup
③ Modo Bypass { Falla interna / Sobrecarga
④ Modo Bypass { Mantenimiento

NOTA

2.2.2 Interactivo con la linea.



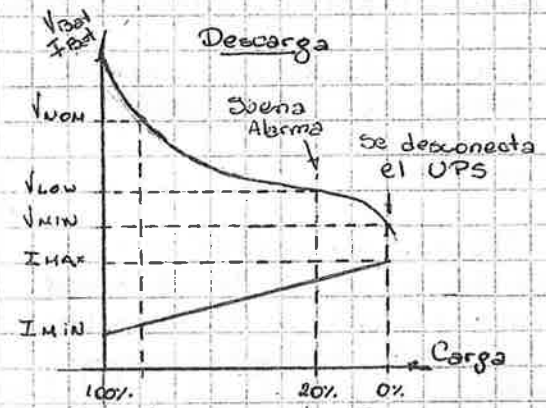
- En modo normal la llave se mantiene cerrada y la red alimenta a la carga y carga la bateria.
- Si se cae la red la llave se abre y la carga se alimenta mediante la batería.

Pero este modo de conexion tiene otra ventaja. Si el inversor sensa la tension en el punto B, y controla la tension en amplitud y fase puede lograr:

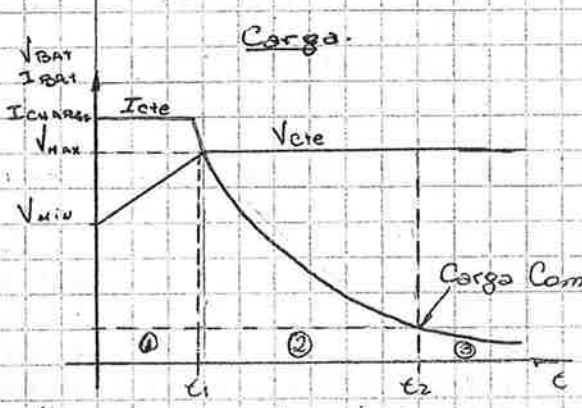
a) Si $V_A = V_B$ en modulo y fase $i_L = 0$ por lo que la Batería entregaría toda la energía por mas que no esté caida la red.

b) La red provea toda la energía activa, y el inversor la No activa (armónicos y reactivos), con lo cual la carga de la batería no se altera, y para la red se corrige el factor de potencia.

2.2.3. Bateria: Carga y descarga.



Se diseña el UPS para autonomia de varios minutos teniendo en cuenta la carga completa de la bateria.



Hay 3 periodos de carga

① Se carga con Icte hasta que $V_{BAT} = V_{MAX}$

② Se mantiene Vcte y I_{BAT} decrece

③ Se provee una corriente pequeña de compensacion para mantener la carga

③ Caracteristicas del UPS

- Forma de onda de salida: Para cargas criticas la salida debe ser senoidal. Y para cargas no criticas la salida puede ser cuadrada o semicuadrada.

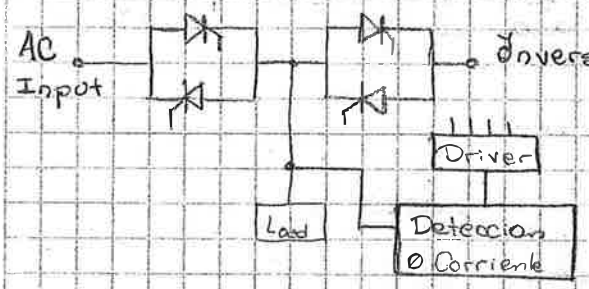
• Aislacion Electrica: Imprescindible por razones de seguridad. La aislacion puede ser a la entrada (de baja frecuencia - Trafo grande y costoso) o a la salida (trafo pequeño de Alta frecuencia).

• Paralelismo: Es necesario que se pueda conectar mas de un UPS en paralelo cuando se quiera ampliar la capacidad instalada o para aumentar la confiabilidad del sistema.

Para que los UPS puedan conectarse en paralelo deben cumplir que:

- Las tensiones de salida deben ser identicas en magnitud, frecuencia y fase. Y las I distribuidas
- En caso de falla de uno, los demas deben poder mantener al sistema en funcionamiento
- Una UPS debe ser referencia de los demas

• Llave Estática o Bypass

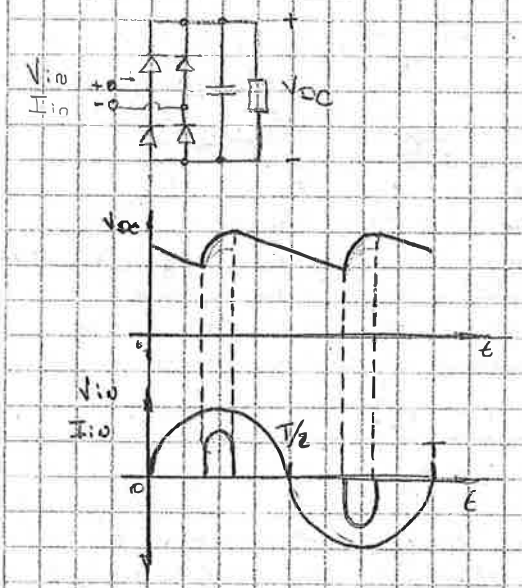


Sirve para conectar el inversor o la red a la carga

Puede ser con rele (Bajo costo) o con tiristores (Alta potencia)

La conmutacion se debe dar en menos de 1/4 o 1/2 ciclo.

• Factor de Potencia: concepto

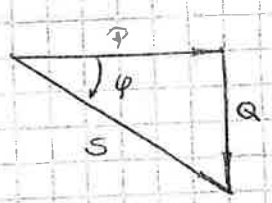


El factor de potencia se define en termino de la entrada (Input Power Factor) o de la salida (rated Load Power Factor) a carga balanceada.

En el caso de la salida se refiere a la condicion de la carga dando la magnitud y estado de (FP)

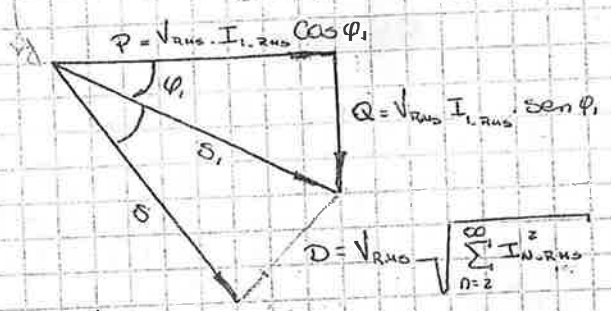
La mayoría de los convertidores trabajan con corriente no sinusoidal, como por ejemplo el rectificador OFF-LINE en la que aparecen picos de corriente cuando $V_{DC} < V_{IN}$

NOTA



P = Activo
Q = Reactivo
S = Aparente

Para una señal no sinusoidal



P = Activo
Q = Reactivo
D = Distorcion
S_1 = Aparente Fundamental
S = Aparente Total

Por otro lado sabemos que

$$P = V_{RMS} \cdot I_{1_{RMS_P}}$$

Pero $I_{1_{RMS_P}} = I_{1_{RMS}} \cdot \cos\varphi_1$ y $S = V_{RMS} \cdot I_{RMS_{TOT}}$

$$\therefore \quad F.P. = \frac{P}{S} = \frac{V_{RMS} \cdot I_{1_{RMS}} \cdot \cos\varphi_1}{V_{RMS} \cdot I_{RMS_{TOT}}}$$

Recordando que la distorcion total de I a la entrada

$$THD_i = \sqrt{\left(\frac{I_{RMS_{TOT}}}{I_{1_{RMS}}}\right)^2 - 1} \Rightarrow \frac{I_{RMS_{TOT}}}{I_{1_{RMS}}} = \sqrt{THD_i^2 + 1}$$

$$\therefore \quad F.P. = \frac{\cos\varphi_1}{\sqrt{THD_i^2 + 1}}$$

Por esta razon no podemos seguir usando la definicion de Factor de potencia de una señal senoidal pura

$$F.P. = \frac{P}{S} = \frac{V_{RMS} I_{RMS} \cos\varphi}{V_{RMS} I_{RMS}} = \cos\varphi$$

Sabiendo que en V_{IN} V_{RMS}

$$V_{RMS} = \frac{V_{MAX}}{\sqrt{2}}$$

Y como la corriente es polsante, el valor I_{RMS} se la define por fourier

$$I_{RMS_{TOT}} = \sqrt{I_0^2 + I_{1_{RMS}}^2 + I_{2_{RMS}}^2 + \dots + I_{N_{RMS}}^2}$$

Al ser V_{IN} una senoidal Pura $I_0 = 0$

$$I_{RMS_{TOT}} = \sqrt{\sum_{1}^{\infty} I_{n_{RMS}}^2}$$