

Sintetizadores de Frecuencia

①

- Los sintetizadores de frecuencia son UNA FORMA de implementar GENERADORES DE SEÑAL (o de FUNCIONES) p/ no confundir con DDS (digital)
- 2 tipos (señal senoidal (2 sub-línea))
 Arbitrarily Wave Generators (AWG) por Direct Digital Synthesis (DDS) → basados en "lookup table" - DAC + tabla mem AB limitado (100MHz) - EXCELENTE RESOLUC.

Sintetizadores SENOIDALES

método DIRECTO

método INDIRECTO

Se usan en mediciones de LABORATORIO de SISTEMAS LINEALES.

Característica importante (ver PAG. 5 y APUNTE RABINOVITCH)

- PUREZA ESPECTRAL: p/ ej. p/ medir AMPLIFICADORES, necesitamos saber la pureza del grader. DEFINICION: por lo menos -60dBc.
- RESOLUC. EN FRECUENCIA: p/ ver anaudios en la resp. en frecuencia.
- ANCHO DE BANDA: p/ ensayos ≠ tipo de amplis (audio, video, RF).

Un grader bueno va de μHz a 40 MHz en pasos de 1 MHz.

(BW \approx 10 décadas \rightarrow 1 μ - 10 μ - 100 μ ... 10 MHz)

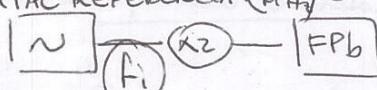
o 10 KHz - 1 GHz en pasos de 0,1 Hz (Fernandez).

1) Método DIRECTO { - Baja distorsión
Usa tan 4 OPERAC. ARITMÉTICAS. { - Bajo ruido
- Gran DB (10K a 10G en 1 equipo)

- Es el primer método, hoy se usa como REFERENCIA.

- En qué uso gral:

oscilador XTAL REFERENCIA (μHz)



Q1

X

Q2

FPB

X

Q2

FPB

X

...

3 procesos principales:

- doblado

- filtrado

- mezcla

XTAL de referencia:

- Problema de los graderes a XTAL → variación con la TEMPERATURA

p/ estabilizarla se usan ≠ técnicas (de máior a menor estabilidad):

- a) OCXO (oven controlled) \rightarrow el XTAL se encierra en un horno a TEMP $>$ ^{MAXIMA} temp ambiente ($60-70^\circ\text{C}$). Envejece algo más rápido.
- b) MCXO (mathematically controlled) \rightarrow tiene un micro en la cápsula q' mide la temp. y de acuerdo a la curva del cristal agarra saco capacidades.
- c) TCXO (temperatura compensated) \rightarrow CORTES específicos que no varían tanto con T.
- d) RTXO (room temperature) \rightarrow es un osc. no compensado, cuando comumente para micros.

Multiplicador x2: se usa un RECTIFICADOR BALANCEADO. (de onda completa)

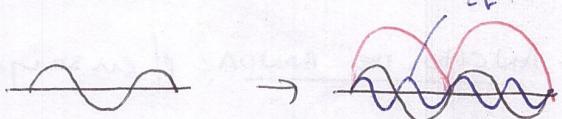
Uno NO BALANCEADO genera ESPUREAS $\propto \sin \frac{1}{2}, \frac{3}{2}, \frac{5}{2} \dots$ de la f salida.

que se ice:

- fundamental

- una señal a $(2f)$

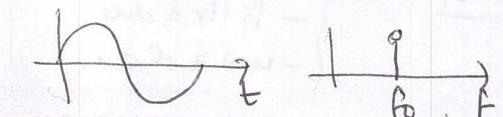
- armónica IMPARES de la fundamental. $(2fo)$



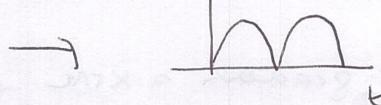
(nueva)

Cuando hago OTRA multiplicación, las armónicas pueden seguir produciendo señales que se acercan mucho a la señal multiplicada por ello, cada 2 etapas, se usa un filtro PASABANDA A CRISTAL DE ALTO Q.

generador

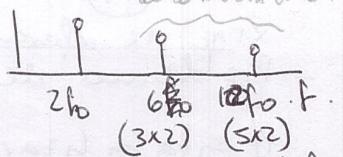


x2



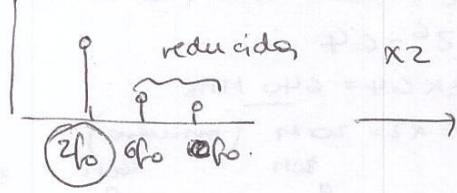
salido multiplicador

armónica igual a lo NUEVA less.

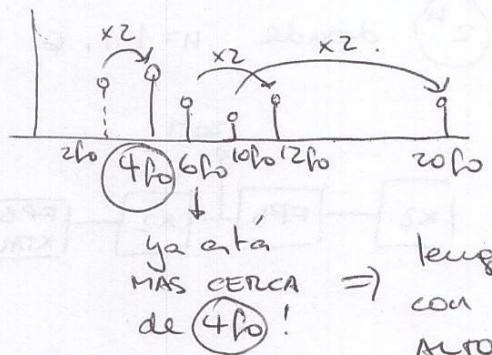


El rectificador BALANCEADO genera SOLO 3 ARMÓNICAS. Un rectif. simple genera MUCHAS MÁS.

Salida FPB:



Salida 2do multiplic:



(Fernandez).

Ⓐ Sintetizador de frec. → generador PROGRAMABLE de SEÑALES DE FREC UNICA (en decir señoidal). Instrumento de LABORAT. de ELEVADA PRECISION.

Características → PUREZA de señal; estabilidad de AMPLITUD/FREC/FASE, capaz. de CONMUTAR FRECS en un ELEVADO BW (p/ hacer banchos espejados), posibilidad de AM/FM.

La CALIDAD se mide por BAJO CONTENIDO DE RUIDO y baja DISTORSION (ambas ≤ -60 dBc).

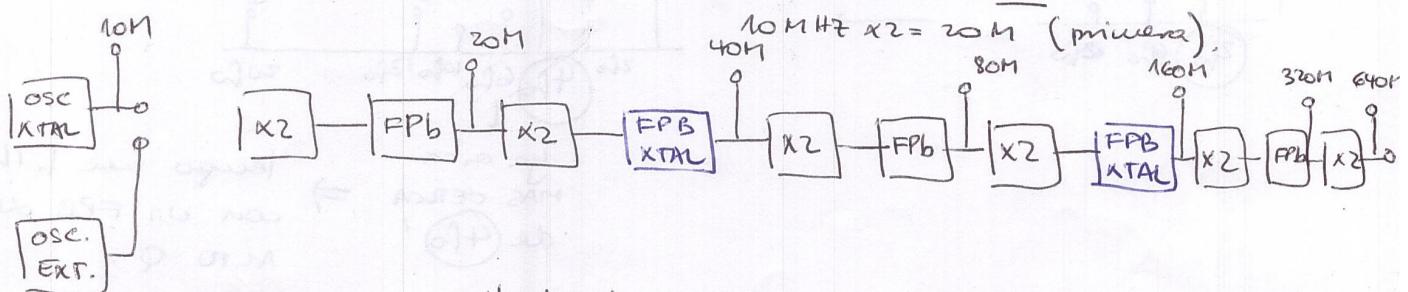
"Los criterios de diseño para BAJO RUIDO DE FASE y en pureza son OPUESTOS a aquellos para VELOCIDAD DE CONMUTACION DE FRECS. De aquí que se utilizan COMBINADOS los métodos DIRECTO e INDIRECTO".

Ejemplo de diseño de multiplicación (en código binario de frecuencia) de módulo 2^n donde $n=1 \dots 6$

$$2^n = 2^6 = 64$$

$$10 \text{ MHz} \times 64 = 640 \text{ MHz}$$

$$10 \text{ MHz} \times 2 = 20 \text{ M} \text{ (mínima)}$$



(con ejes caract., como oscilador).
(atómico o controlado por GPS)

dibujo
(doblador)

Mayor RESOLUCION →

medidor balanceado + filtro pasabanda.

Con el esquema anterior, la resolución es pésima (\pm 5 pasos en un dB de 640M). Entonces introducimos MEZCLADORES BALANCEADOS.

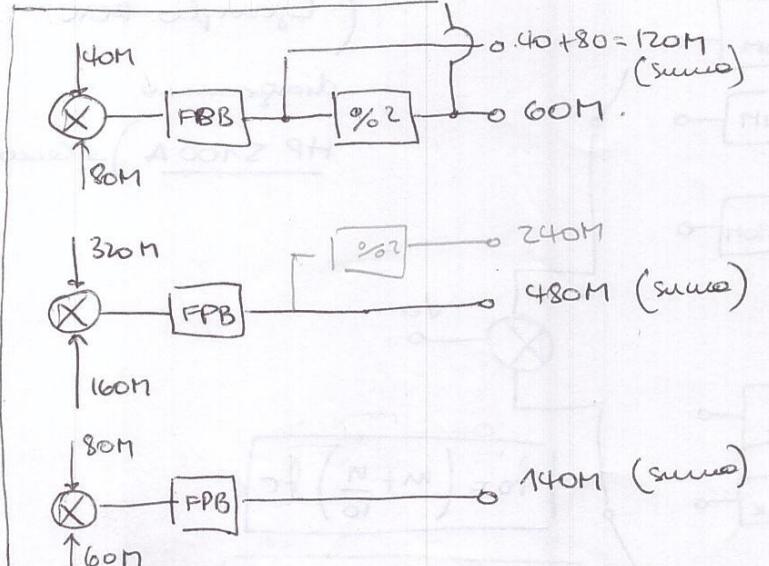
A su salida tengo múltiples productos de INTERMOD., donde me

interesan los de SEGUNDO ORDER (f₁ ± f₂). Generalmente se necesita luego un FPB adaptativo q' seleccione este producto.

Si los picos (+) y (-) de los señales q' entran NO SON IGUALES, esto me genera una AM ~~en~~ en la salida.

Ejemplo de mezcla:

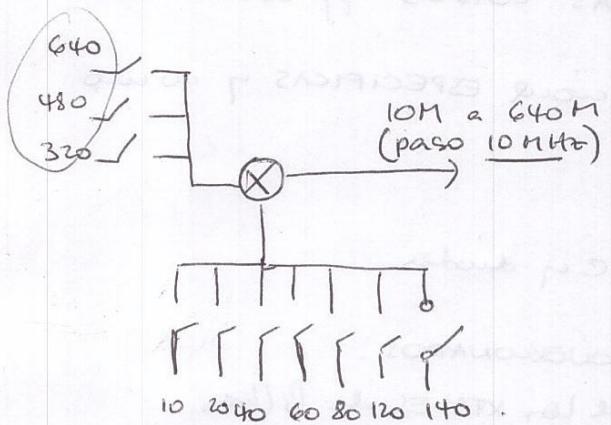
(3)



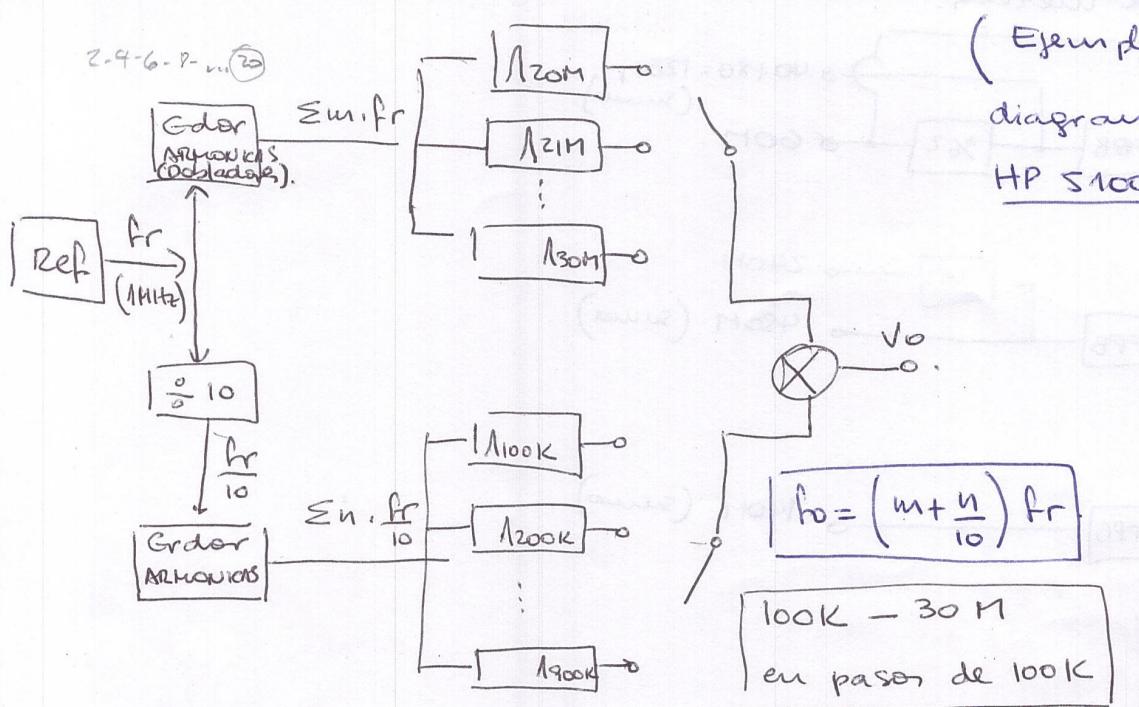
$$10 \quad 20 \quad 20 \quad 20 \quad 60 \quad 20 \quad 20 \quad 20 \quad 160 \quad 160 \\ 10 - 20 - 40 - 80 - 160 - 320 - 640 \rightarrow \text{de los pobladores}$$

$$60 \quad 140 \quad 240 \quad 480 \rightarrow \text{de los mezcladores.}$$

De esta forma queremos llegar a un grader que cubra el rango con PASO CTE de por ej. 10MHz. Para ello se une un sistema de MULTIPLEXADO ANALOGICO Y MEZCLADO:



Con esto tenemos paso de 10MHz, LIMITADO POR MI OSCILADOR DE REF. Si BASTA el oscilador tendríe problemas con mi BW. Entonces pongo OTRO OSCILADOR de 1MHz con su codena, otra de 100K, etc. hasta llegar a $\approx 1\text{Hz}$. Haciendo mezcla llego a RESOLUC. 1Hz. Ejemplo (Cecconi):



En resumen:

Sintesis directa → VENTAJAS: adecuado p/ rango MEDIO-SUPERIOR de frecs con BUENA PUREZA ESPECTRAL y ESTABILIDAD. Elevada VELOC. DE CONMUTACION (20-50 μs).

DESVENTAJAS: requiere MUCHOS FILTROS. La gran cant. de señales exige BLINDAJE y AISLACIONES EN LAS LLAVES p/ evitar ESPORIAS. VOLUMINOSOS y COSTOSOS - sólo p/ aplicaciones ESPECIFICAS y como REFERENCIAS.

Fuente de ruido

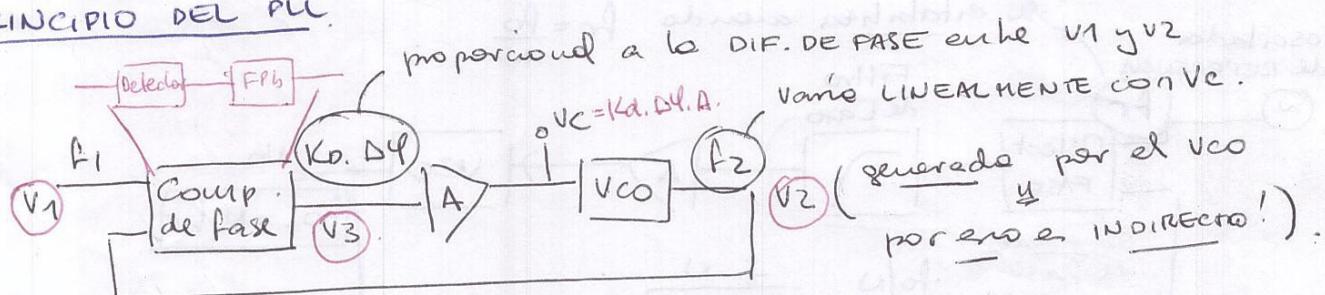
- disposit. actiws
- corriente de fuga en c y diodos
- deriva térmica
- enverg de FASE por CONEXIONADOS
- nido de VIBRACION de los XTALES de filtros.

Se mide por DENSIDAD ESPECTRAL (nido ref a 1Hz) → típico -100 dBc a 10Hz / -180 dBc a 10KHz.

2) Síntesis INDIRECTA (Cecconi) (INTRODUCCIÓN)

- UNO O MAS osciladores controlados x tensión (VCO) q' se mantienen ENGANCHADOS con una frecuencia de referencia.
- UNO O MAS LATCHES de redim., con $N <$ entero fraccionario
- VENTAJAS → se pueden INTEGRAR, ↓ hilos, ↓ blindaje, ↓ tiempos de cabs. MUY UTILIZADOS EN LABORATORIOS ACTUALMENTE.
- DESVENTAJAS → tiempo de comutac. + GRANDE (de sendauer / resintonizar / entro en margen de captura / encender) - 500μs a 200ms. Puede molestar en grados de BARRIDO.

PRINCIPIO DEL PLL



Equilibrio → cuando se alcanza un señal $K_d \cdot \Delta\varphi \cdot A$. Tal que, aplicado al VCO, hace q' éste oscile a $|f_2 = f_1|$. ESTO NO SIGNIFICA QUE $|\Delta\varphi = 0|$!

Comparador
Detector de FASE → Detector de fase + FPb.

$$\begin{cases} \text{Senos q' } \\ \text{INGRESAN AL} \\ \text{Detector} \end{cases} \quad \left. \begin{array}{l} V_1(t) = V_1 \operatorname{sen} \omega_1 t \\ V_2(t) = V_2 \operatorname{sen} \omega_2 t \end{array} \right.$$

$$\operatorname{sen} x \cdot \operatorname{sen} y = \frac{1}{2} [\operatorname{sen}(x-y) - \operatorname{sen}(x+y)]$$

Si MULTIPLICO y aplico PROPS TRIG.

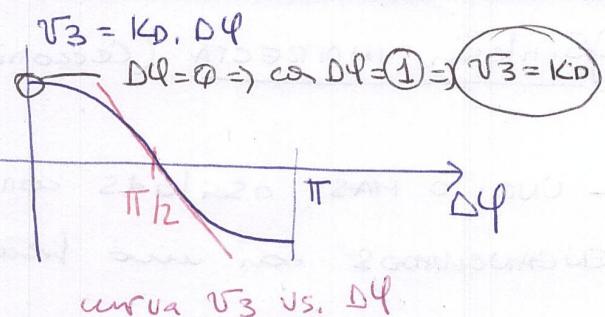
$$V_3(t) = K \cdot V_1(t) V_2(t) = \frac{K}{2} V_1 V_2 [\operatorname{cos}(\omega_1 - \omega_2)t - \operatorname{sen}(\omega_1 + \omega_2)t]$$

(Señal de control, baja freq) con PASABANDAS → $V_3(t) = \frac{K}{2} V_1 V_2 \operatorname{cos}(\omega_1 - \omega_2)t$ Δφ entre V_1 y V_2 .

lo elimina el FPb.

diferencia de fase

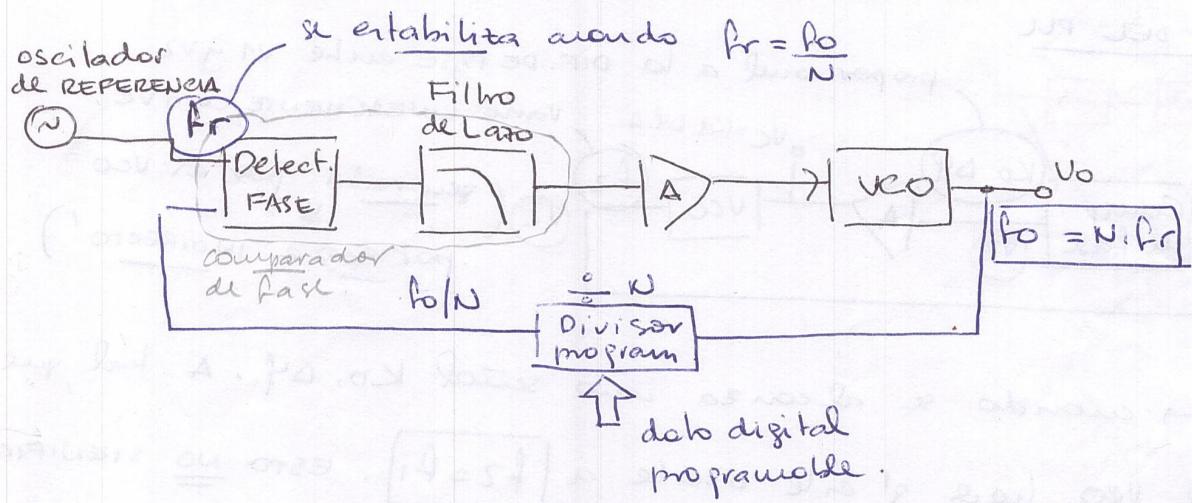
$$\Rightarrow \sqrt{V_3(t)} = \frac{K_D}{2} V_1 V_2 \cos(\Delta\varphi)$$



Cercano a $\pi/2$ la relación se puede aproximar como LINEAL:

$$\sqrt{V_3} \approx \frac{K_D}{2} V_1 V_2 \left(\frac{\pi}{2} - \Delta\varphi \right) = K_D \left(\frac{\pi}{2} - \Delta\varphi \right)$$

Ⓐ Este esquema básico me permite tener sólo $f_2 = f_1$. Si QUIERO CAMBIAR f_2 , introduzco un DIVISOR EN EL LADO:



- Comp. de fase \rightarrow enhega tensión proporcional a la DIFERENCIA DE FASE
- ESTABILIDAD \rightarrow $\frac{f_o}{N} = f_r$
- SUELE QUEDAR UNA DIF DE FASE ENTRE f_r y f_o
- RESOLUCION = f_r . ($\Rightarrow f_o$ cambia en PASOS DE (f_r))

ANCHO DE BANDA FILTRO

veloc. de conmutac. \rightarrow (\uparrow velocidad \rightarrow \uparrow BW)

resolución ($\downarrow f_r \rightarrow \downarrow$ BW) - $BW_{límite} = \frac{f_r}{10}$

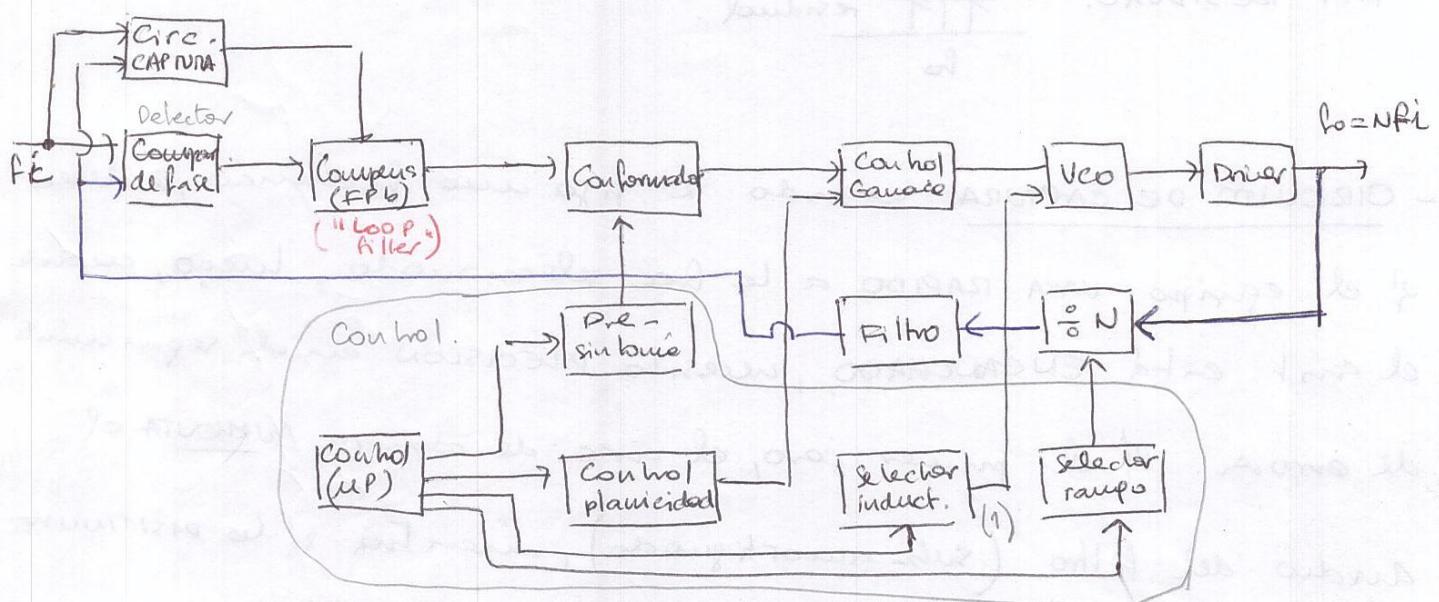
nivel de señal generado

(1)

Método indirecto de sincronización sinusoidal (PLL) (Toraya / Fernández).

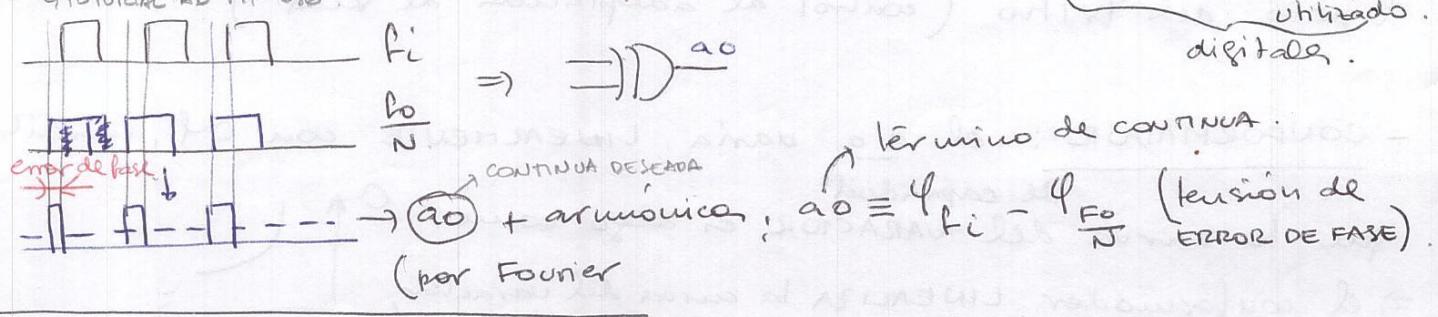
Conceptos PRACTICOS.

- Se usa específicamente p/ ajuste fino de frecuencia.
- Servo de FRECUENCIA Y FASE, que realiza CAPTURA Y SEGUIMIENTO de una SEÑAL DE REFERENCIA.
- Seguimiento y estabilidad → entre otros factores depende de la GANANCIA TOTAL DE LAZO y GANANCIA DE BANDA.

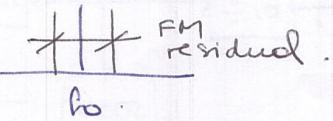


- Cuando seleccionamos una freq, el select. de inductores (o copoc.) hace un ASISTE GRUESO mediante llaves audiogénicas. Con esto selecciona el RANGO de ajuste (1).
- Como yo seleccione un N, tendré $f_o = N \cdot f_i \Rightarrow f_i = \frac{f_o}{N}$.

Para llegar a este valor, se hace un ajuste automático en base a $\Delta\varphi$ en el COMPARADOR DE FASE (que es básicamente una KOR (Phase lock detector)).
 (Otro tipo: multiplicador 4 cuadrantes/modulador (lineal), AND, FF JK, PFD).
TUTORIAL AD MT-086

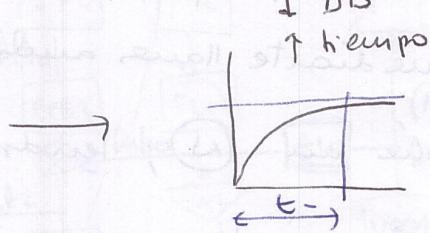
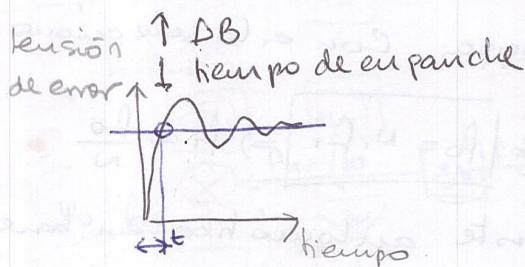


$$|TDL \Leftrightarrow \uparrow a_0, \downarrow \Delta\varphi \Rightarrow \downarrow a_0|$$

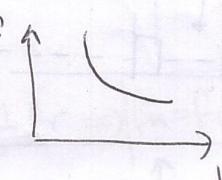
- El COMPENSADOR (FPb) EXTRAE la componente de DC "ao". El actua sobre el PLL, que es un sistema de control de 2º orden de ganancia variable lo que permite MODIFICAR sus CARACT. DE SEGUIMIENTO (x medio del circ. de captura). Esta (ao) es la que en definitiva VA AL VARIACAP DEL VCO ~~f_o~~. Como SIEMPRE estará comiendo pequeños errores, lo tendrá FM RESIDUAL: 

- CIRCUITO DE CAPTURA: cuando se fija una frecuencia, se desea q el equipo VAYA RAPIDO a la freq. seleccionada, luego, cuando el sinst. está ENGANCHADO, necesita PRECISION en el seguimiento de errores. P/ el primer caso, el circ. de captura AUMENTA el ancho del filtro (sub-amortiguado), mientras q lo DISMINUYE

p/ el segundo (sobreamortiguado)



El CIRCUITO DE CAPTURA tiene la Δf y controla en consecuencia el polo del filtro ("control de adaptación de señal").

- CONFORMADOR: el ao varía LINEALMENTE con Δf, mientras de capacidad que la curva del VARACTOR es algo como:  \Rightarrow el conformador LINEALIZA la curva del varactor, actuando de "intermedio" con el detector de fase.

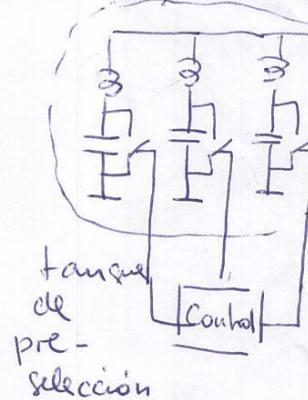
(2)

- CONTROL DE GANANCIA: cuando hago BARRIDOS EN FREC, es deseable q lo amplif. sea lo + plano posible (sin dist. de FREC), para que yo pueda medir M1 dispositivo cuando como REFERENCIA mi generador. El chfl de ganancia compenso estas variaciones interinas y produce SALIDA CTE.

- VCO: se usa un OSCILADOR LC SINTONIZADO X DIODO VARICAP (alta frecuencia, onda senoidal, estabilidad, bajo ruido). Lleva un SELECTOR DE RANGO (contando \textcircled{L} o \textcircled{C}) y un

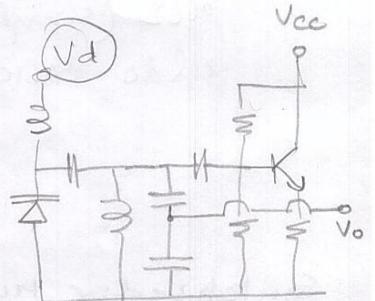
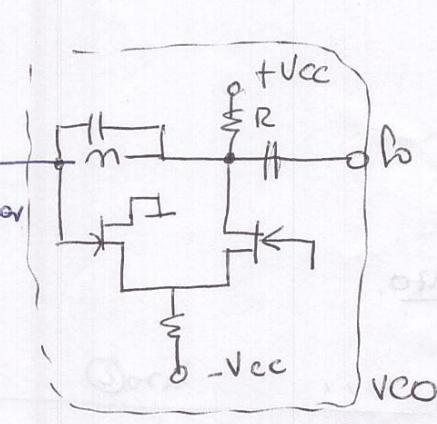
VARACOZ (ajuste fino).

Ajunto < CAPA CTORES
INDUCTORES



Vcontrol.
(rotariza en
INVERSA!)

(Fernandez)

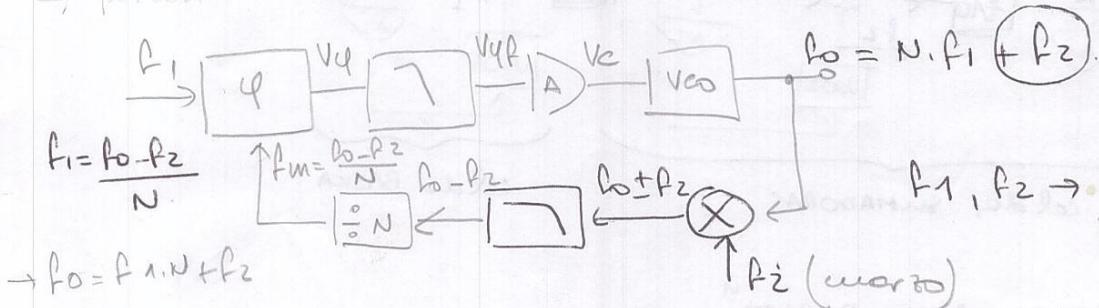


VCO tipo COLPITTS.

Técnica p/ reducir la exigencia al divisor.

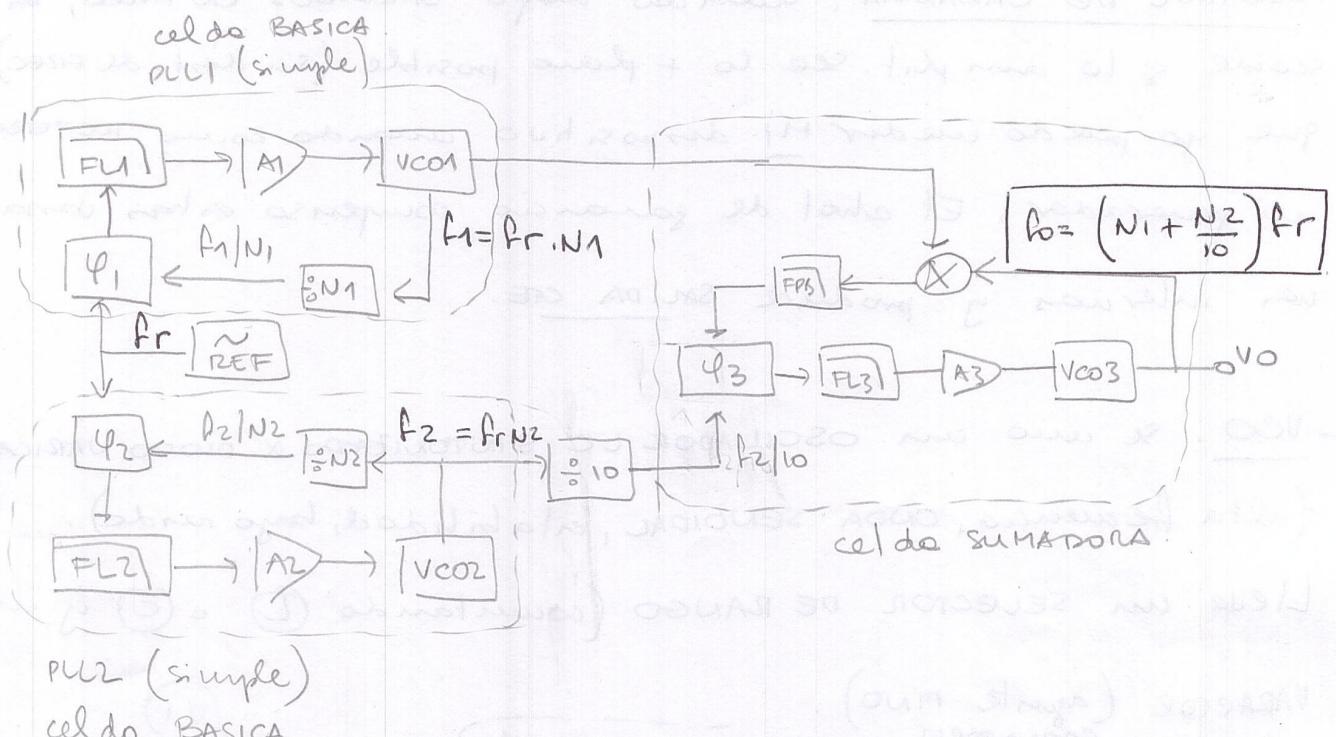
- Lazo sumador (Cecconi). (tipo "down converter" (Rabinovich))

o, porq:

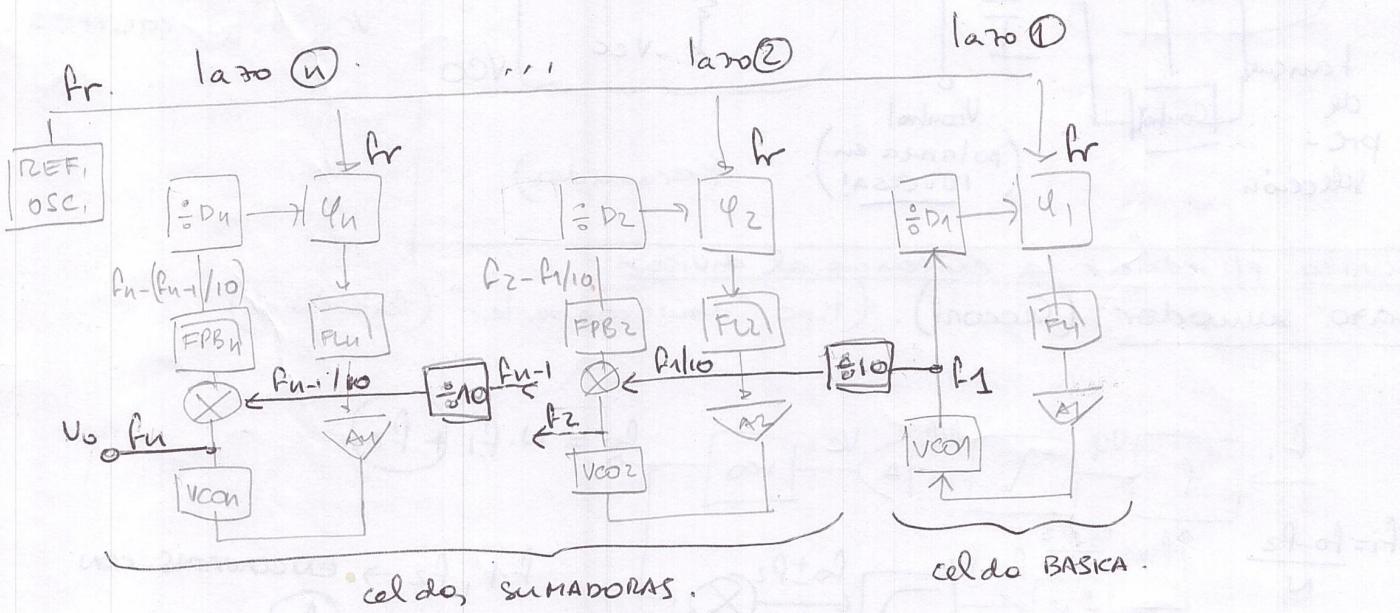


- Otros → PRESCALERS.

Sintetizador completo (electrónico):



Sintetizador MULTILATO:



"HAY UN LAZO PARA CADA DIGITO".

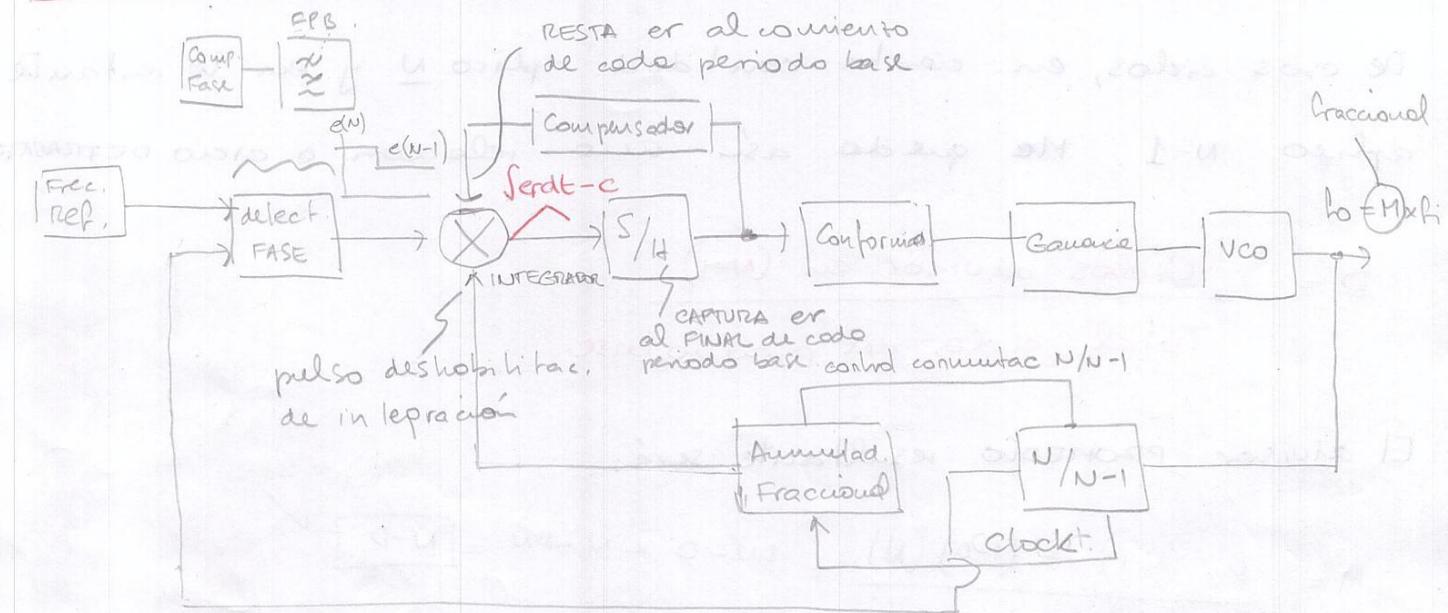
$$f_1 = D_1 \cdot f_r$$

$$f_r = \frac{f_2 - \frac{f_1}{10}}{D_2} \quad (\text{lazo } ②) \rightarrow f_2 = D_2 f_r + \frac{f_1}{10} = D_2 f_r + \frac{D_1}{10} f_r \Rightarrow f_n = f_r \cdot \sum_{i=1}^n \frac{D_i}{10^{i-1}}$$

Resolución $f_r/10^{n-1}$

PLL con división FRACCIONAL

(3)



- Dijimos que el PLL con N entero NO puede tener BUEN BW y BUENA RESOLUC. AL MISMO TIEMPO (se CONTRAPONEN). Esto es principio debido a q' LA RESOLUC. ES fref!

→ ↑BW → ↑fref → ↓resoluc.

→ ↓resoluc. → ↓fref → ↑N (para mantener el BW)

- Para mejorar esto surgen los PLLs con DIVISOR FRACCIONAL →

puedo tener resolución que sea una FRACCION DE fref.

- Mediante un lector q' selecciono un fec. de salida M.f. Se seleccionan los inductores del vco, como antes. Luego, tengo dos divisores N y $N-1$ q' me darán tensiones de error e_N y e_{N-1} respectivamente a la salida del detector de fase.

- Yo determino una CANTIDAD DE CICLOS DE f_i , llamado "periodo

baseⁿ durante el cual cuenta con un contador FRACCIONAL.
 De esos ciclos, en cierta cantidad aplico N y en lo restante
 aplico N-1. Me queda así una relación o ciclo DETRAS:

$$D = \frac{\text{Ciclos divisor en } (N-1)}{\text{Total ciclos del periodo base.}}$$

El divisor PROMEDIO resultante será:

$$M = \frac{D \cdot (N-1) + (1-D)(N)}{N} = DN - D + N - DN = \boxed{N - D}$$

$\frac{\# \text{ciclos } N + \# \text{ciclos } N-1}{\text{total de ciclos}}$

④ Yo necesito obtener una tensión de control que considere:

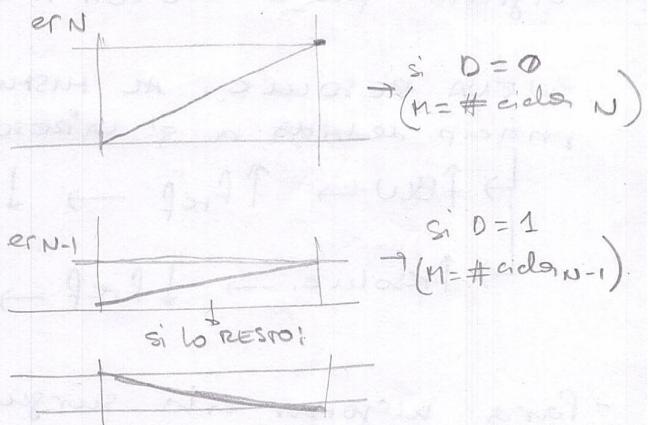
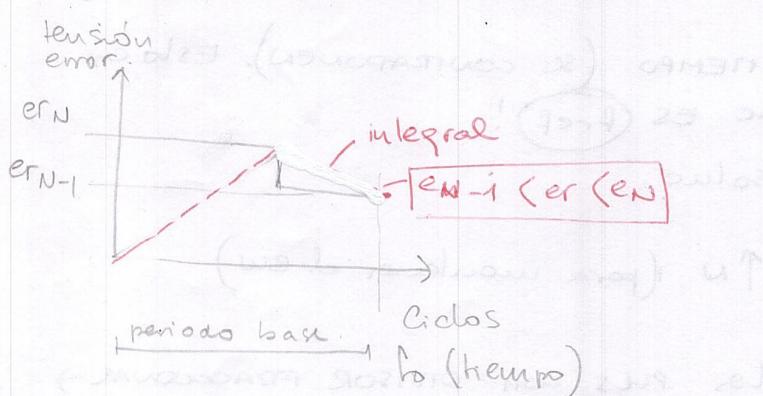
(M) { - las tensiones de error para N y N-1

- los TIEMPOS RELANOS para cada tensión de error.

(Estos 2 factores son los que determinan el valor de (M)).

Para eso utilizo un INTEGRADOR, que trabaja con el principio

de la MODULACION E-D:



- al FINAL de la integral, tengo un valor (er) tal que $er_{N-1} (er(en))$.

por ejemplo, si tuvo 1000 ciclos, con 555 ciclos en $N=5$ y 445 ciclos

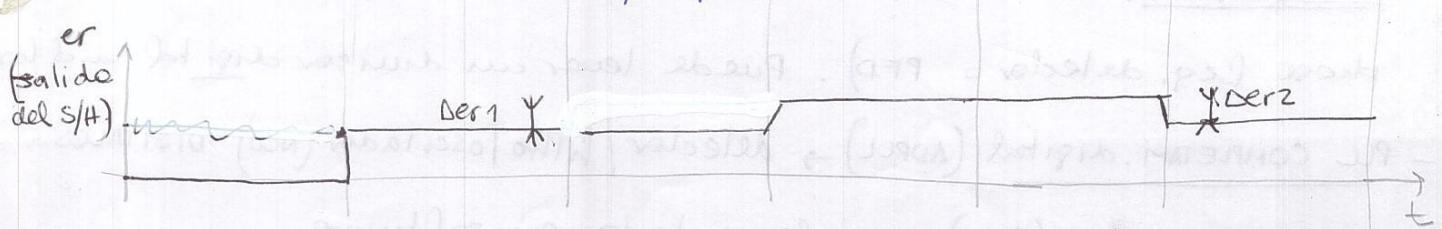
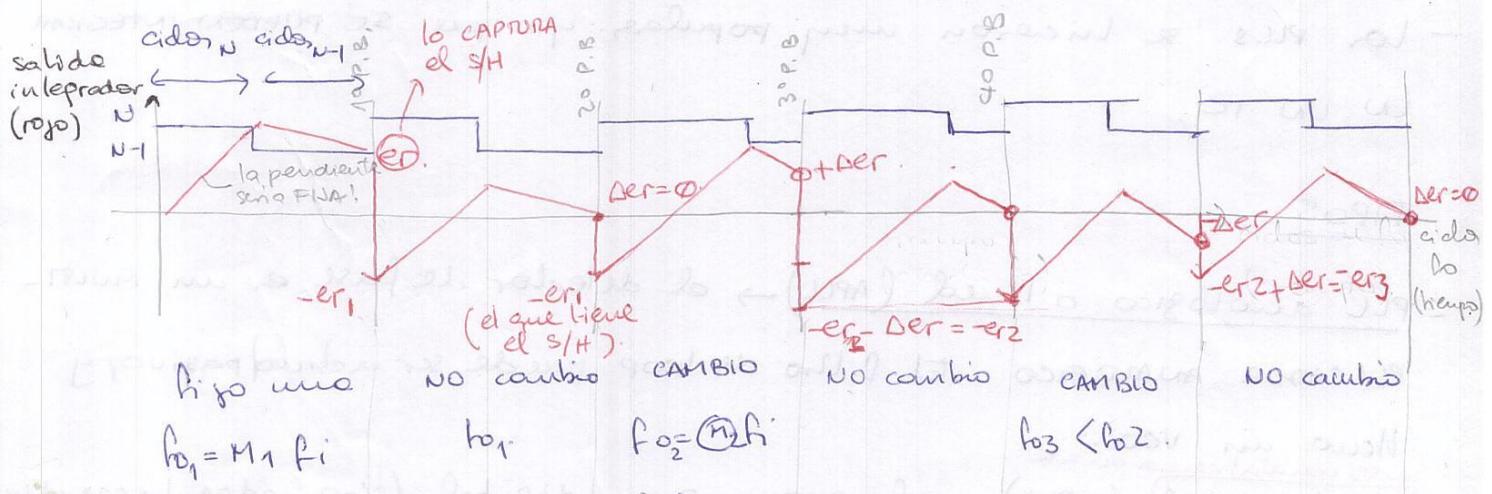
en $N-1=4$; el valor el PROMEDIO de N será $M = \frac{5 \times 555 + 4 \times 445}{1000} = \boxed{4,555}$

④ Mi RESOLUCION DE FRECUENCIA depende ahora de la CANTIDAD DE CICLOS DE fo que yo tome como base de tiempo (periodo base). Esto me permite tener BUEN BW con BUENA RESOLUCION.

(4)

Funcionamiento del INTEGRADOR, S/H y COMPENSADOR

- En cada periodo base se hace una integración que me da dos rampas como las de la figura. Al finalizar cada periodo ~~señal de COMPENSA~~, el S/H captura el valor FINAL de la integración (e_r). A su vez, el COMPENSADOR le RESTA ese valor al integrador, de modo que e_r sea cero al comienzo de la nueva integración.
- Luego puedo tener diferentes situaciones:
 - a) si ~~te~~ el M del prox periodo base es el mismo, el nuevo e_r será cero.
 - b) si el M CAMBIA (yo le pido otra lo), el valor de la integral NO TERMINARÁ en cero. El Der que me quede se SUMA al e_r anterior al FINAL del periodo base, mediante el S/H:



- Finalmente, el acumulador cuando desborda envía un pulso al integrador para que durante la CONMUTACION $N \rightarrow N-1$ DEJE de integrar, dado q' en ese momento el PLL estará DSENCANCHADO.

Otros conceptos sobre PLLs

- PLL → sistema de control que genera una SEÑAL DE SALIDA cuya FASE MANTIENE UNA RELACION con la FASE DE OTRA SEÑAL DE ENTRADA.
- Mantener la fase de entrada/salida encavada. IMPLICA tener las FRECUENCIAS de entrada y salida IGUALES. Como consecuencia, además de SINCRONIZAR SEÑALES, un PLL puede SEGUIR UNA FRECUENCIA DE ENTRADA, o generar la salida MULTIPLO de fact.
- Esto se usa p/ SINCRONIZACION DE CLOCKS, DEMODULACION, y SINTESIS, (distribución en placa digital)
- recuperación de señales con ruido.
- Los PLL se hicieron muy populares ya que SE PUEDEN INTEGRAR EN UN IC.

TIPOS

- PLL analógico o lined (APL) → el detector de fase es un MULTIPLICADOR ANALÓGICO. El filtro de loop puede ser activo pasivo, y tiene un VCO.
- PLL digital (DPLL) → el DETECTOR es digital (XOR, edge-triggered, phase freq. detector o PFD). Puede tener un divisor digital en el loop.
- PLL COMPLETAMENTE digital (ADPLL) → detector/filtro/oscilador (VCO) DIGITALES.
- PLL en SOFTWARE (SPLL) → implementado en software.

Especificaciones de sintetizadores

Bajo bajo los rangos de banda se considera la respuesta en el rango de banda.

Rango de frecuencias (ancho de banda).

En gral 10 - 12 órdenes de amplitud (década). Por ej. 10K - 1 GHz.

Salida SENOIDAL, lo + PURA POSIBLE (p/ ensayar sistemas LINEALES).

Resolución de frecuencia

Es muy importante p/ determinar con precisión puntos de RESONANCIA, por ej. en sistemas mecánicos.

Depende fundamentalm. de DÓNDE COMIENZA LA 1er DÉCADA.

($1\text{Hz} \rightarrow 1\text{Hz}$; $1\text{MHz} \rightarrow 1\text{MHz}$). Tipicamente 0,1 Hz.

$$\frac{f_{\text{max}}}{\text{resolución}} = \# \text{ órdenes de amplitud (década)}, \text{ p. ej. } \frac{1\text{GHz}}{0,1\text{Hz}} = \frac{10^9}{10^{-1}} = 10^{10}$$

Pureza espectral

En lo close se incluye en este ítem. SOLO A LAS ARMONICAS.

Estas armonicas deberían estar al menos a -60 dBc (la ^{SEGUNDA} armonica, q' en lo + grande).

Interferencia Ruido de PUENTE (va DENTRO de ~~PUENTE~~ ^{ESPIRAS})

La fuente de alimentac., en especial las commutadoras, generan mucha interferencia. Debería ser <70 dBc.

"La pureza espectral SIEMPRE se mide con MAXIMA SEÑAL DE SALIDA, (~20 VPP). Ya que es dependiente de la amplitud."

Planiación → es especial importante p/ BARRIDOS. No debemos variar mas de $\pm 0,01$ dB. Tambien se especifica según el nivel deseado: $\pm 0,01$ dB en rango 13 dBm a -140 dBm.

Resolución en amplitud → p/ rango 40-20Vpp, n 1mV.

Espurios

"Todo lo que no es armónico o portadora" (Ruido, intermodulaciones, etc) - según dese. normas p/ estructuras para ED

p/ medirlas puedo usar un analizador de onda o de espectro.

Uso RBW = 1Hz y mido a diferentes distancias de la portadora

A 1KHz \rightarrow -120 dBc; a 10KHz \rightarrow -150 dBc.

(fluctuación envolvente)

Ruido de fase, ruido de AM (importante), Bandas lat. no armónicas, (fluctuación aleatoria del cruce cero)

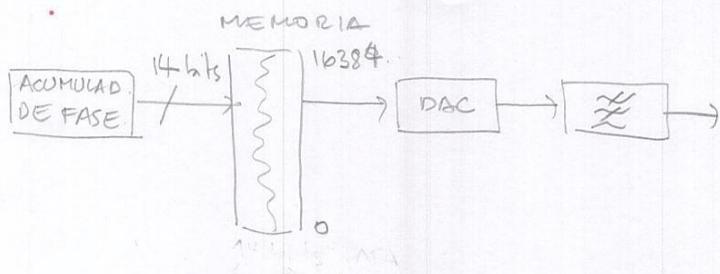
"Enanchamiento del espectro" \rightarrow principio. x el ruido de fase. (bandas lat. de ruido).

Margen

Espurios

3) AWG (DDS) (MT-085 Analog Device)

- No tiene buena pureza espectral pero es MUY VERSATIL.



- La memoria tiene la señal deseada. El acum. de fase ve los puntos de dirección y el DAC saca los PUNTOS ANALÓGICOS, a través de un FPB.
- PROBLEMA: si quiero 1 MHz de solido (1 μ s periodo), tendría que bajar a 16,834 GHz; lo q' es muy difícil. Entonces hago **DIEZMADO** (cuatro muestras intercaladas)
- A la salida del DAC tengo el espectro de MI señal + ARMONICOS DEL CLOCK. Entonces pongo un FPB que corta a $\boxed{\approx \frac{1}{3} f_{clk}}$.

