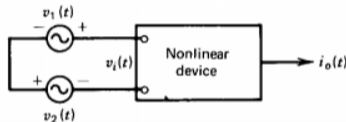


Mezcladores

- Dispositivo de tres puertos con una no linealidad
- Implementado con diodos, BJT, FET, etc.
- Up/Down Converters en Tx y Rx.



$$i_o(t) = I_o + av_i(t) + b(v_i(t))^2 + c(v_i(t))^3 + \dots$$

$$v_i(t) = v_1(t) + v_2(t) = V_{RF}\cos(\omega_{+RF}t) + V_{LO}\cos(\omega_{LO}t)$$

Mezcladores

$$\begin{aligned}i_o(t) = & I_o + \\ & aV_{RF} \cos(\omega_{RF} t) + aV_{LO} \cos(\omega_{LO} t) + \\ & b \frac{V_{RF}^2}{2} [1 + \cos(2\omega_{RF} t)] + \\ & b \frac{V_{LO}^2}{2} [1 + \cos(2\omega_{LO} t)] + \\ & bV_{LO} V_{RF} [\cos((\omega_{RF} + \omega_{LO})t) + \cos((\omega_{LO} - \omega_{RF})t)] + \\ & c \frac{V_{RF}^3}{4} [3\cos(\omega_{RF} t) + \cos(3\omega_{RF} t)] + \\ & c \frac{3V_{RF}^2 V_{LO}}{2} [\cos(\omega_{LO} t) + \frac{1}{2} (\cos((2\omega_{RF} + \omega_{LO})t) + \cos((2\omega_{RF} - \omega_{LO})t))] + \\ & c \frac{3V_{LO}^2 V_{RF}}{2} [\cos(\omega_{RF} t) + \frac{1}{2} (\cos((2\omega_{LO} + \omega_{RF})t) + \cos((2\omega_{LO} - \omega_{RF})t))] + \\ & c \frac{V_{LO}^3}{4} [3\cos(\omega_{LO} t) + \cos(3\omega_{LO} t)]\end{aligned}$$

Mezcladores

Frecuencias
$I_o + b \frac{V_{RF}^2}{2} + b \frac{V_{LO}^2}{2} +$ $\cos(\omega_{RF}) \left[a V_{RF} + c \frac{3}{4} V_{RF}^3 + c \frac{3}{2} V_{RF} V_{LO}^2 \right] +$ $\cos(\omega_{LO}) \left[a V_{LO} + c \frac{3}{4} V_{RF}^3 + c \frac{3}{2} V_{RF}^2 V_{LO} \right] +$ $\cos(2\omega_{RF} t) \left(b \frac{V_{RF}^2}{2} \right) +$ $\cos(2\omega_{LO} t) \left(b \frac{V_{LO}^2}{2} \right) +$ $\cos((\omega_{RF} + \omega_{LO}) t) (b V_{LO} V_{RF}) +$ $\cos((\omega_{RF} - \omega_{LO}) t) (b V_{LO} V_{RF}) +$ $\cos((2\omega_{RF} + \omega_{LO}) t) \left[c \frac{3}{4} V_{RF}^3 + c \frac{3}{2} V_{RF}^2 V_{LO} \right] +$ $\cos((2\omega_{RF} - \omega_{LO}) t) \left[c \frac{3}{4} V_{RF}^3 + c \frac{3}{2} V_{RF}^2 V_{LO} \right] +$ $\cos((2\omega_{RF} + \omega_{LO}) t) \left[c \frac{3}{4} V_{RF}^3 + c \frac{3}{2} V_{RF}^2 V_{LO} \right] +$ $\cos((2\omega_{RF} - \omega_{LO}) t) \left[c \frac{3}{4} V_{RF}^3 + c \frac{3}{2} V_{RF}^2 V_{LO} \right] +$ $\cos(3\omega_{RF} t) \left[c \frac{1}{4} V_{RF}^3 \right] +$ $\cos(3\omega_{LO} t) \left[c \frac{1}{4} V_{LO}^3 \right]$

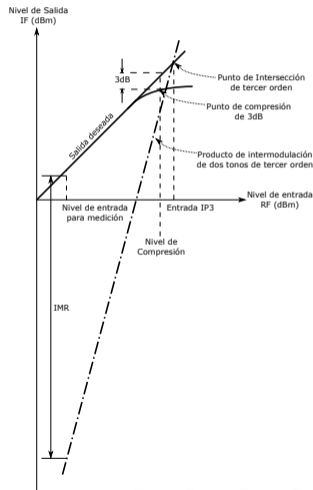
Orden	Expresión
1 ^{er} orden	$\cos(\omega_{RF}) [a V_{RF}]$ $\cos(\omega_{LO}) [a V_{LO}]$
2 ^{do} orden	$b \frac{V_{RF}^2}{2} + b \frac{V_{LO}^2}{2}$ $\cos(2\omega_{RF} t) \left(b \frac{V_{RF}^2}{2} \right)$ $\cos(2\omega_{LO} t) \left(b \frac{V_{LO}^2}{2} \right)$ $\cos((\omega_{RF} + \omega_{LO}) t) (b V_{LO} V_{RF})$ $\cos((\omega_{RF} - \omega_{LO}) t) (b V_{LO} V_{RF})$
3 ^{er} orden	$\cos(\omega_{RF}) \left[c \frac{3}{4} V_{RF}^3 + c \frac{3}{2} V_{RF} V_{LO}^2 \right]$ $\cos(\omega_{LO}) \left[c \frac{3}{4} V_{RF}^3 + c \frac{3}{2} V_{RF}^2 V_{LO} \right]$ $\cos((2\omega_{RF} + \omega_{LO}) t) \left[c \frac{3}{4} V_{RF}^3 + c \frac{3}{2} V_{RF}^2 V_{LO} \right]$ $\cos((2\omega_{RF} - \omega_{LO}) t) \left[c \frac{3}{4} V_{RF}^3 + c \frac{3}{2} V_{RF}^2 V_{LO} \right]$ $\cos((2\omega_{RF} + \omega_{LO}) t) \left[c \frac{3}{4} V_{RF}^3 + c \frac{3}{2} V_{RF}^2 V_{LO} \right]$ $\cos((2\omega_{RF} - \omega_{LO}) t) \left[c \frac{3}{4} V_{RF}^3 + c \frac{3}{2} V_{RF}^2 V_{LO} \right]$ $\cos(3\omega_{RF} t) \left[c \frac{1}{4} V_{RF}^3 \right]$ $\cos(3\omega_{LO} t) \left[c \frac{1}{4} V_{LO}^3 \right]$

Tipos de Mezcladores

- Según la transformación de frecuencias:
 - UpConverter
 - DownConverter
- Según el tipo de circuito:
 - Activos
 - Pasivos
- Según la arquitectura:
 - Mezclador de terminación única: simples, pero con alta figura de ruido y altas pérdidas de conversión.
 - Mezclador de balance único: usa dos (o más) dispositivos, entradas aplicadas en *push-pull*, armónicas de orden par canceladas.
 - Mezclador doblemente balanceado: Entradas en contrafase en puertos separados, alto aislamiento entre puertos, armónicas de orden par y señales de RF y LO canceladas.
 - Celda de Gilbert: BJT conectados en configuración de diodos para linearizarlos.

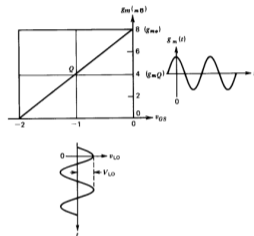
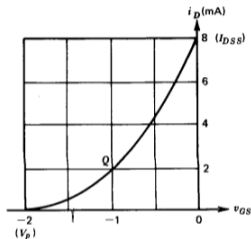
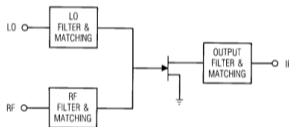
Parámetros de Mezcladores

- Pérdida/Ganancia de conversión
- Figura de ruido
- Aislamiento entre puertos
- Compresión de conversión
- Rango dinámico
- Rango dinámico libre de espurias
- Distorsión por intermodulación de tercer orden en dos tonos
- Punto de intersección de tercer orden
- Desensitización
- Distorsión por modulación cruzada



Mezcladores a FET

- Alta ganancia, controlar distorsión y figura de ruido.
- Circuitos de polarización, filtrado y adaptación.
- JFET, MOSFET, HEMT o MESFET.
- Mezcladores de transconductancia.



$$g_m = di_D/dv_{GS} = g_{m0} \left(1 - \frac{v_{GS}}{V_P}\right)$$

$$g_m(t) = g_{m0} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right) - \frac{g_{m0}}{V_P} V_{LO} \cos(\omega_{LO} t) = g_{mQ} - \frac{g_{m0}}{V_P} V_{LO} \cos(\omega_{LO} t)$$

$$i_D(t) = g_m(t) V_{RF} \cos(\omega_{RF} t) = g_{mQ} V_{RF} \cos(\omega_{RF} t) + \frac{g_{m0}}{|V_P|} V_{LO} \cos(\omega_{LO} t) V_{RF} \cos(\omega_{RF} t)$$

$$g_c = \frac{I_{IF}}{V_{RF}} = \frac{g_{m0} V_{LO}}{2|V_P|}$$

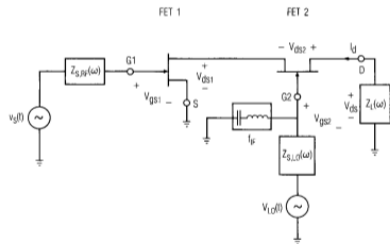
- Maximizar el componente de frecuencia fundamental de la variación de transconductancia
- Polarizar cerca de V_P y mantener en saturación durante LO.
- Mantener al drenador en su valor de polarización durante LO.
- Cortocircuitar al drenador en las armónicas de LO.
- Se minimiza el feedback por C_{GD} y se asegura la estabilidad.
- Polarizar como amplificador y buscar insensibilidad a V_{DD}

Red acopladora

- La impedancia de salida del FET es muy alta, el acoplamiento se restringe a frecuencias bajas y pequeños anchos de banda.
- Se puede cargar con una resistencia alta, subiendo la ganancia en detrimento de la ROE.
- El valor medio de la forma de onda de la transconductancia permite obtener una ganancia.
- Un valor alto de LO recorta la senoide, se obtiene ganancia y efectos indeseados (figura de ruido, distorsión, inestabilidad).
- Se reducen amplificaciones no deseadas desadaptando la entrada y/o la salida.
- Se diseña la compuerta y el drenador como cortocircuitos a los productos intermodulación.
- La gran corriente de drenador en la frecuencia de LO implica poco aislamiento y dificulta el diseño de redes adaptadoras

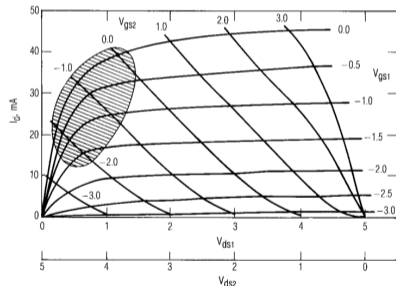
Mezclador con DGMOSFET

- Dos FET en cascodo.
- Mayor aislamiento LO-RF.
- Adaptación de impedancias
- Elemento resonante en serie sintonizado a IF.
- La carga es un cortocircuito para todas las armónicas de LO y productos intermodulación excepto IF.



Mezclador con DGMOSFET

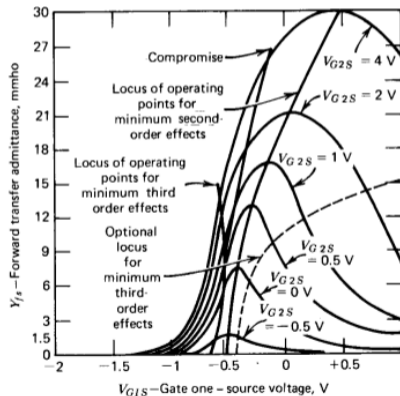
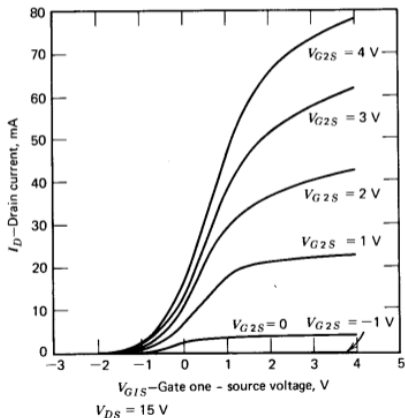
- La mezcla ocurre por la variación de la g_m entre V_{GS1} e i_D .
- Es imposible tener un Q estable con ambos en zona de saturación.
- Uno saturado y otro lineal.
- Las variaciones de g_m significativas ocurren en la región sombreada.
- FET 1 lineal: g_m pico baja, R_{DS} baja cortocircuita el puerto IF.
- FET 2 en saturación: amplificar la salida de IF del FET 1, alta g_m que varía moderadamente. El resonador lo transforma en compuerta común a IF.



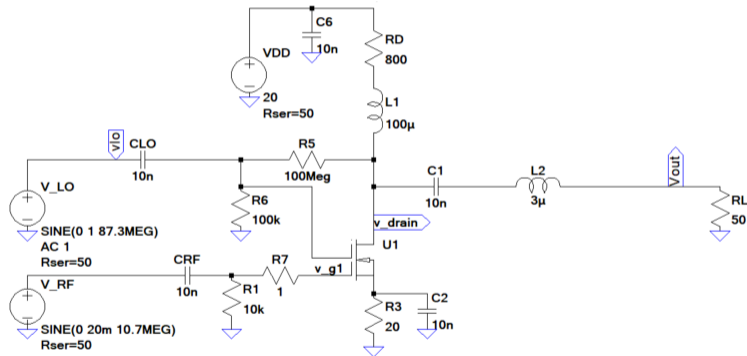
Reglas de diseño general

- LO puede inyectarse en la compuerta o en el surtidor.
- La ganancia conversión máxima se logra con impedancias conjugadas en entrada y salida.
- La transconductancia de conversión máxima con modulación cruzada mínima se obtiene operando en la región de ley cuadrática.
- Las condiciones de operación para transconductancia de operación máxima coinciden generalmente con las que llevan a la cifra de ruido mínima.
- Para operación con inyección de LO de bajo nivel, deben seleccionarse dispositivos con alto valor de I_{DDs1}/V_P^2 , para obtener una ganancia de conversión elevada y bajo ruido.
- En MOSFETs no hay peligro de llevar a la compuerta aislada a conducción directa, tienen una C_{rrs} más baja y mayor y_{fs} .

Curvas de un DGMOSFET



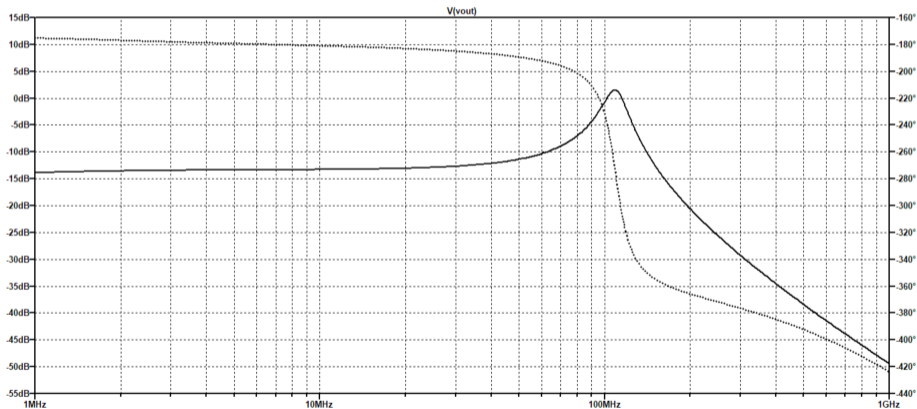
Medición de la impedancia de salida



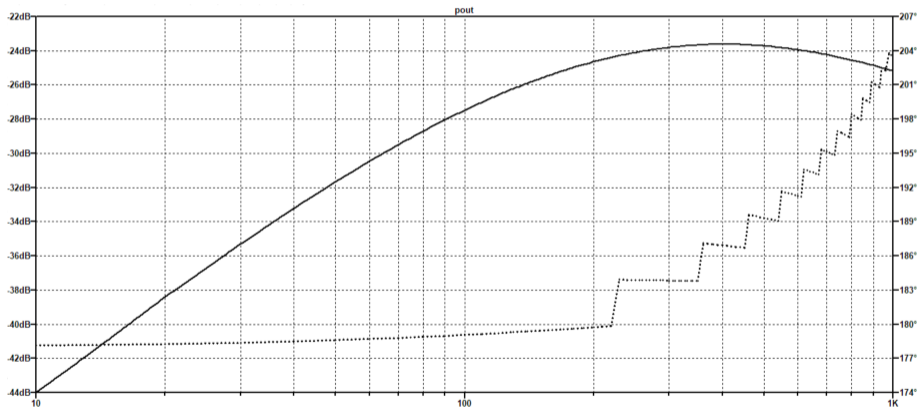
.options plotwinsize=0

```
.ac dec 500 1MEG 1G  
.meas AC Iout MAX I(RL)  
.meas AC Vout MAX V(vout)  
.meas AC Pout MAX Vout*Iout
```

Medición de la impedancia de salida



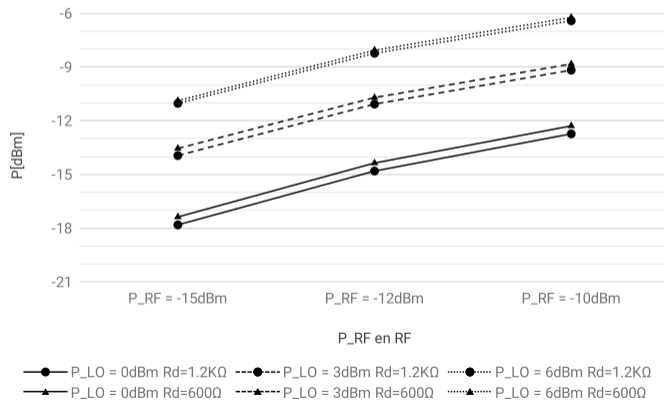
Medición de la impedancia de salida



$$Z_{OUT} = 430\Omega - j2270\Omega = 430\Omega + (j\omega_0 0,715\text{pF})^{-1}$$

Potencia de IF en puerto IF

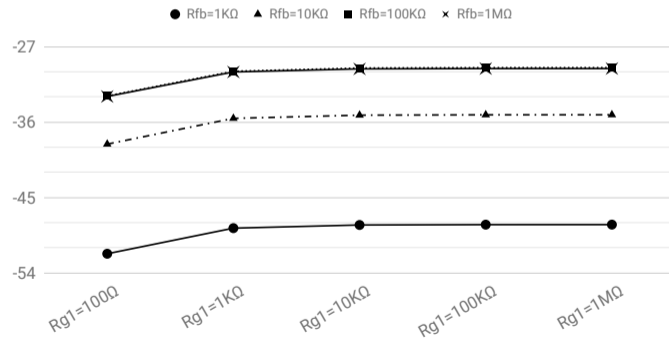
P_FI en Puerto FI



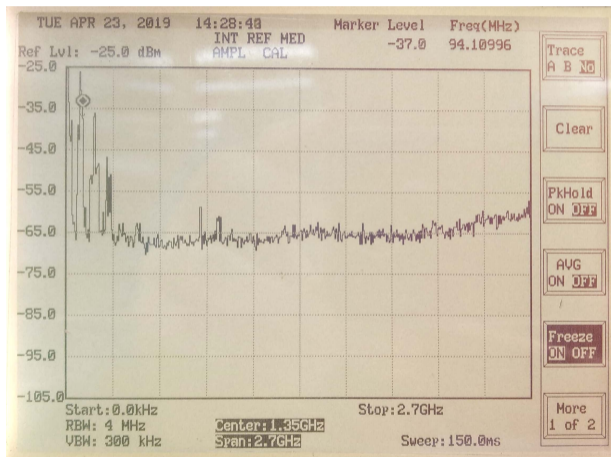
Potencia de IF en puerto IF

P_FI en Puerto FI

P_RF = -15 dBm. P_LO = 0 dBm

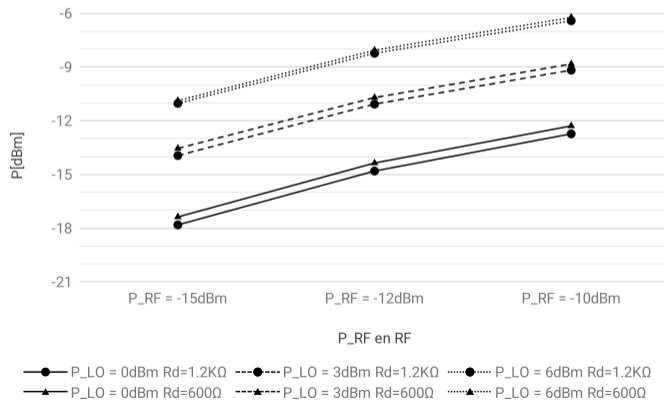


Salida del mezclador VHF - Full Span



Potencia de IF en puerto IF

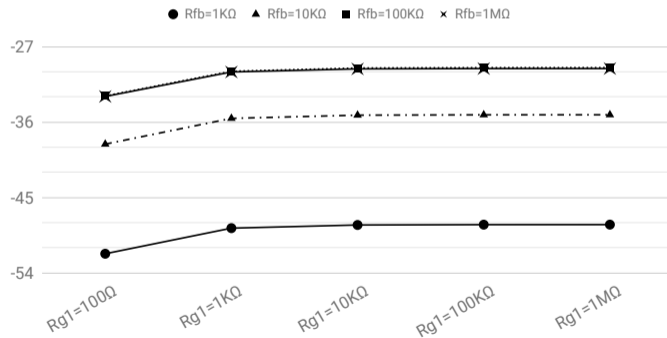
P_FI en Puerto FI



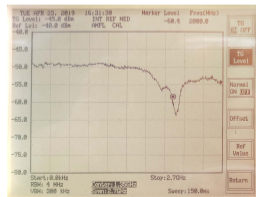
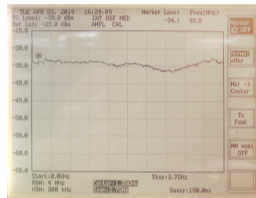
Potencia de IF en puerto IF

P_FI en Puerto FI

P_RF = -15 dBm. P_LO = 0 dBm

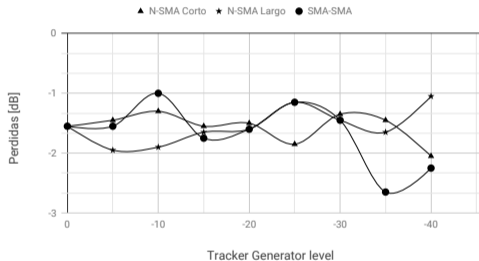


Pérdidas de los cables

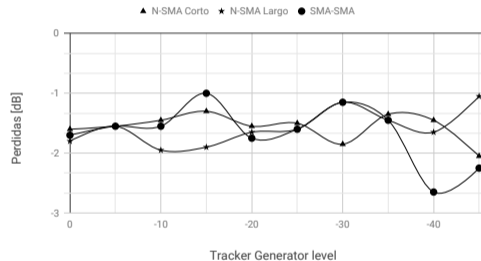


Pérdidas de los cables

Perdidas de Cables 100 MHz

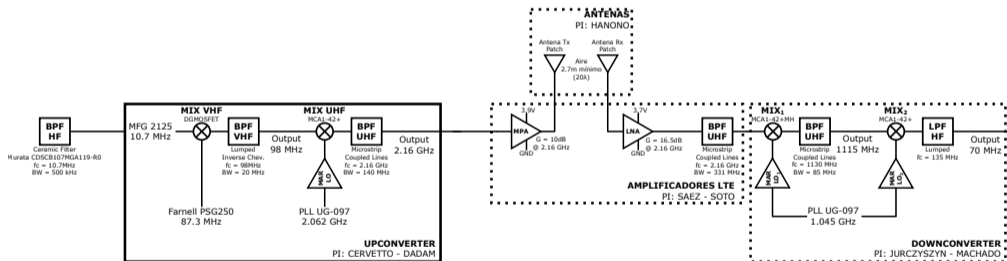


Perdidas de Cables 2 GHz

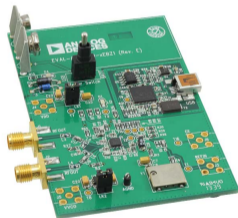


Pérdidas de cables SMA en dBm				
Freq		N-SMA Corto	N-SMA Largo	SMA-SMA
100 MHz	Media	-1,5650 dBm	-1,5750 dBm	-1,6650 dBm
	Desv. Std	0,2274 dBm	0,2946 dBm	0,4836 dBm
2 GHz	Media	-2,4750 dBm	-2,8850 dBm	-2,4250 dBm
	Desv. Std	1,8558 dBm	2,0822 dBm	1,8651 dBm

Esquema General



Oscilador Local de UHF



ADF4360-2 Evaluation Software

File Help

ANALOG DEVICES Device in use: ADF4360-2 Device Status: No USB Device

Connect

Main features (F2) Registers (F3) Sweep and hop (F4)

Frequency Settings

RF Output Frequency: 2062 MHz

PFD Frequency: 200 kHz

REF IN Frequency: 10 MHz

RF Prescaler: 16/17

Internal Divide by 2: Not Selected

Output Divide by 2: Not Selected

VCO Settings

Write if Lock Detect: Disabled

Band Select Clock Divider Value: 8

Settings

CP Gain: 3 Current Setting 2: 2.50 RSET: 4.7 kΩ

Current Setting 1: 2.50

RF PD Polarity: Positive Charge Pump: Active

Counter Preset: Disabled Lock Detect Precision: 3

RF Output Power Current: 11.0 mA

Muxout: Three-State Output

Core Power Current: 20.0 mA

PowerDown: Normal operation

Anti Backlash Width: 3.0 nsecs

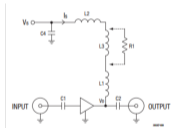
Latches to write

0x 2841A 0x 4FF108 0x 3000C9

Write N counter Latch Write Control Latch Write R counter Latch Write All Latches

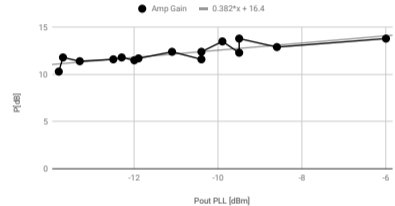
Ready.

Amplificador del oscilador Local de UHF

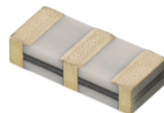
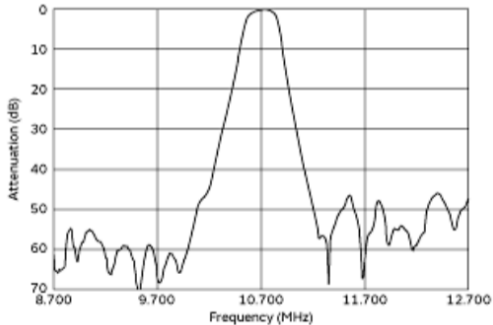


Component	Value	Size	Part Number	Manufacturer
C1, C2, C4	47 nF	0603	GRM188R71E473K	Murata
L1	33 nH	0603	0603CS-33NH_LU	Codcraft
L2	1600 Ω	1810	FBM44529HM162N-T	Tayo-Yuden
L3	110 nH	0805	0805CS-111X_L	Codcraft
RL	See Table 5	0603	Variable	Variable

Amplifier Gain @ 2.062 GHz



Filtro Cerámico



HF Filter: Murata CDSCB10M7GA119-R0	
Surface Mount CeraFil FM Discriminator	
Central Frequency	10,7 MHz \pm 40 kHz.
3 dB Bandwidth	500 kHz \pm 40 kHz
20 dB Stop Bandwidth	950 kHz
Insertion Loss	+2,0/ - 1,0 dB
Input/Output Impedance	470 Ω



- Harmonic Balance Simulation
- S parameter Simulation
- EM RF Momentum Simulation
- EM RF Microwave Simulation
- EM Cosimulation
- LineCalc
- Filter Assistant



- SPICE Modeling
- Transient Simulation
- AC Simulation
- Fast Fourier Transform

Definiciones de filtros

- Banda de paso y atenuación máxima

α_{MAX} .

- Banda de rechazo y atenuación

máxima α_{MIN} .

- Función de transferencia

$$H(s) = N(s)/D(s)$$

- Polos y ceros

$$H(s) = k \prod_{i=0}^n (s - c_i) / \prod_{j=0}^m (s - p_j)$$

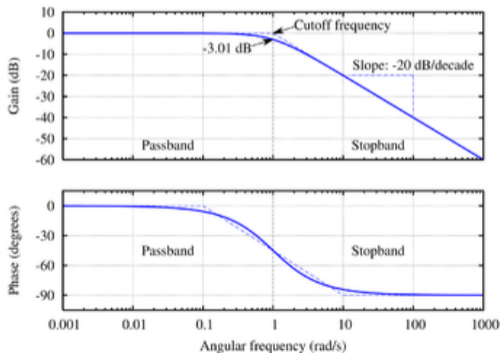
- Respuesta en amplitud $|H(s)_{s=j\omega}|$

- Respuesta en fase

$$\Phi(\omega) = \arg(H(s)_{s=j\omega})$$

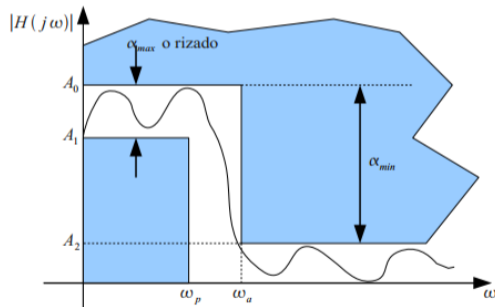
- Retardo de grupo

$$\tau(\omega) = -d\Phi(\omega)/d\omega$$

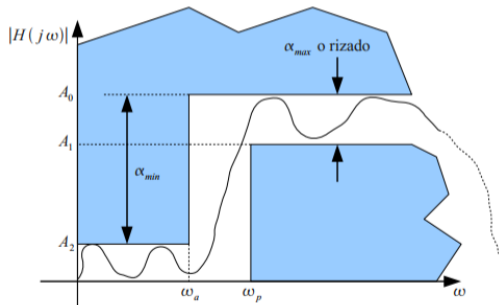


Tipos de filtros

Pasa Bajos

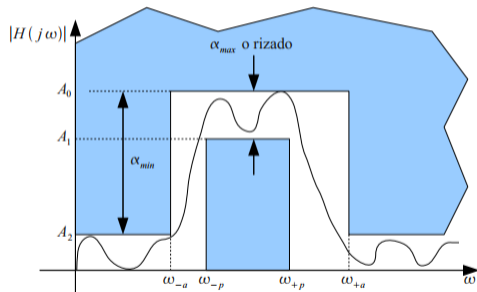


Pasa Altos

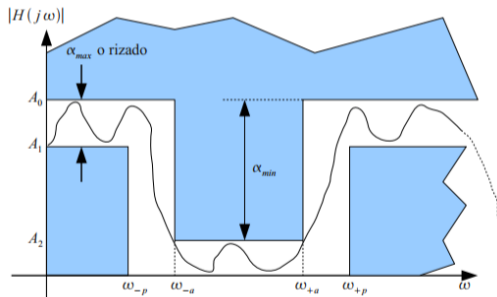


Tipos de filtros

Pasa Banda



Rechaza Banda



Escalamiento y Transformaciones

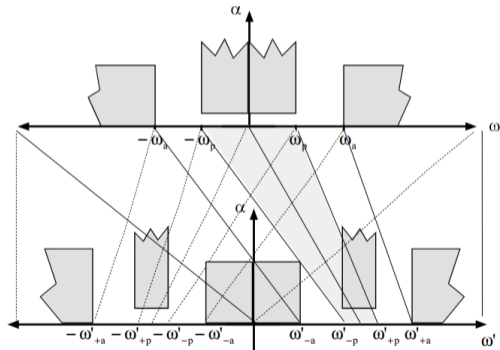
- Transformaciones lineales de impedancia y frecuencia de corte.

$$\begin{cases} s \rightarrow sk_{\omega} \implies \omega \rightarrow \omega k_{\omega} \\ R \rightarrow Rk_z \\ C \rightarrow \frac{C}{k_z k_{\omega}} \\ L \rightarrow \frac{Lk_z}{k_{\omega}} \end{cases}$$

- Transformaciones de respuesta de amplitud

$$s = (\lambda^2 + \omega_0^2)/B\lambda$$

$$\omega' = \frac{B\omega}{2} \pm \sqrt{\frac{B^2\omega^2}{4} + \omega_0^2}$$



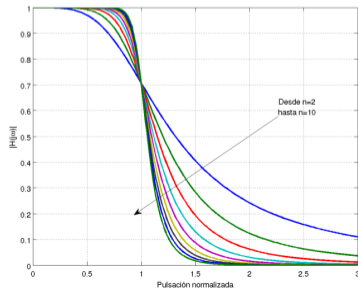
- Función de transferencia causal, real en ω , continua, estable y caracterizada por:
 - Atenuación máxima en la banda de paso α_p .
 - Atenuación mínima en la banda de rechazo α_a .
 - Pulsación de corte de la banda de paso ω_p .
 - Pulsación de corte de la banda atenuada ω_a .

$$H(s)H(-s)|_{s=j\omega} = |H(j\omega)|^2 = \frac{|N(j\omega)|^2}{|D(j\omega)|^2} = \frac{P(\omega^2)}{E(\omega^2)}$$

Aproximación de Butterworth

- La función de atenuación es máximamente plana en el origen
- Son filtros *todo polo*
- Se acepta un crecimiento monótono del error para $\omega \rightarrow \infty$
- Presentan un orden elevado para las mismas condiciones de síntesis que otras aproximaciones.

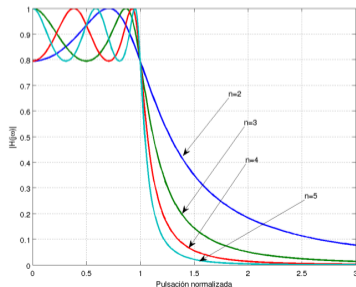
$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \xi^2 \omega^{2n}} = \frac{1}{1 + (\omega/\omega_c)^{2n}}$$



Aproximación de Chebyshev directo

- Se distribuye el error uniformemente a lo largo de la banda de paso
- C_n son polinomios de Chebyshev $-1 \leq C_n(\omega) \leq 1 \forall 0 \leq |\omega| \leq \omega_p$
- Tienen un *ripple* constante en la banda de paso y la función de atenuación decrece monótonamente para $\omega \geq \omega_p$
- El orden del filtro influye en la atenuación en el origen

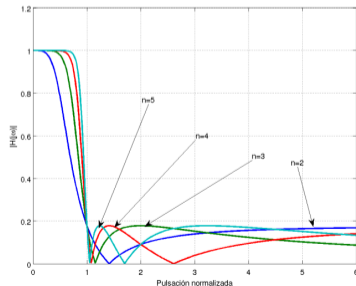
$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \xi^2 C_n^2(\omega/\omega_p)} = \frac{1}{1 + (\omega/\omega_c)^{2n}}$$



Aproximación de Chebyshev inverso

- El orden es el mismo para la misma especificación que el de Chebyshev directo
- Plano en la banda de paso y *ripple* constante en la banda de rechazo.
- La función de transferencia tiene los ceros en $C_n(\omega_a/\omega) = 0$

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{\xi^2 C_n^2(\omega_a/\omega)}{1 + \xi^2 C_n^2(\omega_a/\omega)}$$

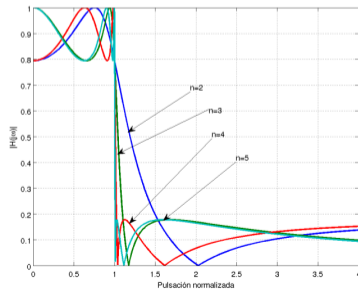


Aproximación Elíptica

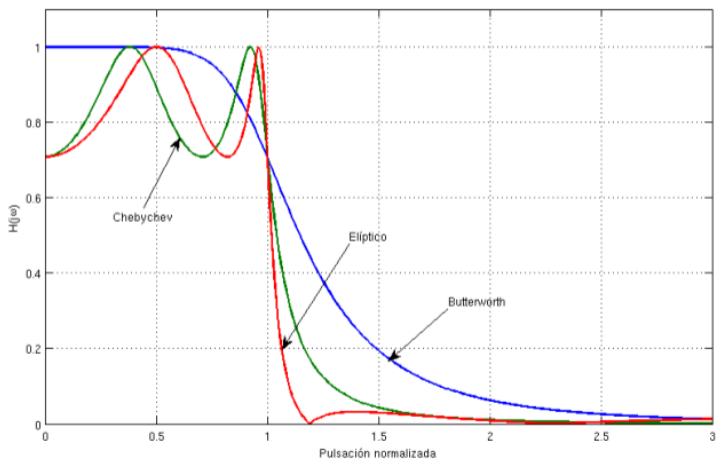
- Se distribuye el error en la banda de paso y en la banda de rechazo.
- Función de transferencia con polos y ceros
- La función de transferencia tiene un *ripple* en la banda de paso y en la de rechazo.

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \xi^2 R_n^2(\omega)}$$

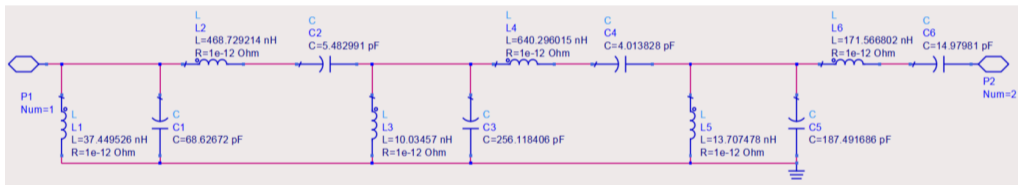
$$\begin{cases} R_n(\omega) = k \prod_{i=1}^{n/2} \frac{\omega^2 - \omega_i^2}{\omega^2 - \omega_i^{-2}} \quad \forall n \text{ par} \\ k\omega \prod_{i=1}^{(n-1)/2} \frac{\omega^2 - \omega_i^2}{\omega^2 - \omega_i^{-2}} \quad \forall n \text{ impar} \end{cases}$$



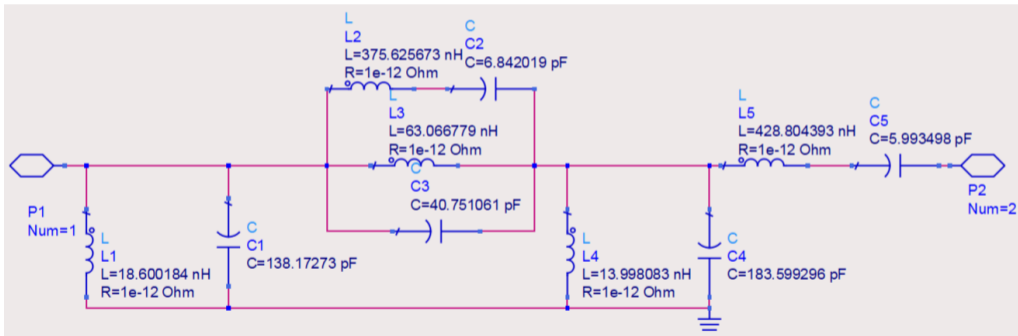
Comparación de aproximaciones



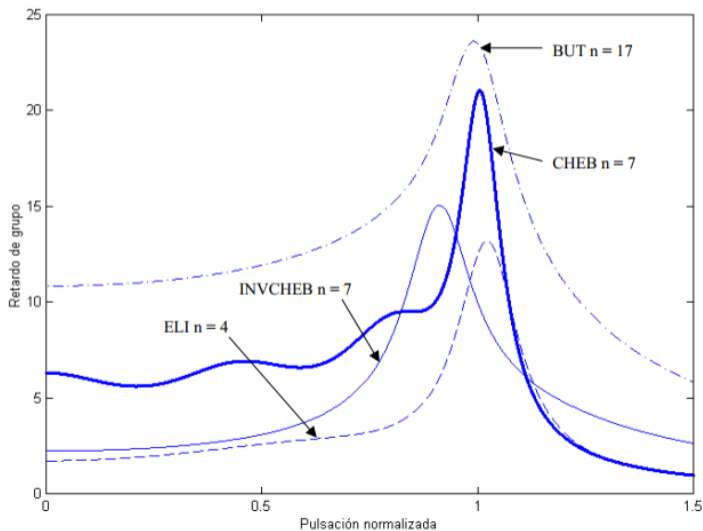
Filtro de Butterworth ideal. Orden 6



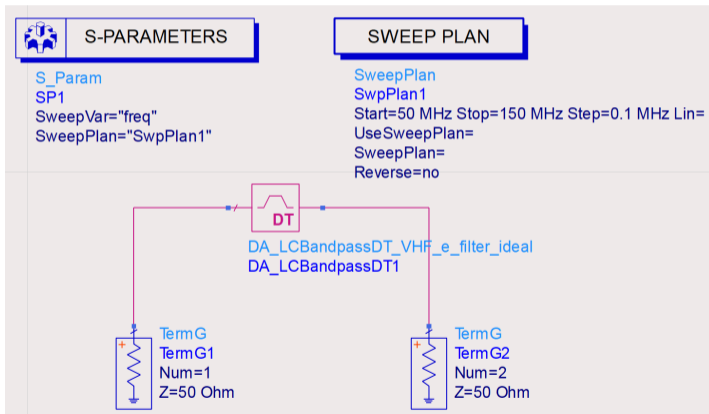
Filtro elíptico ideal. Orden 4



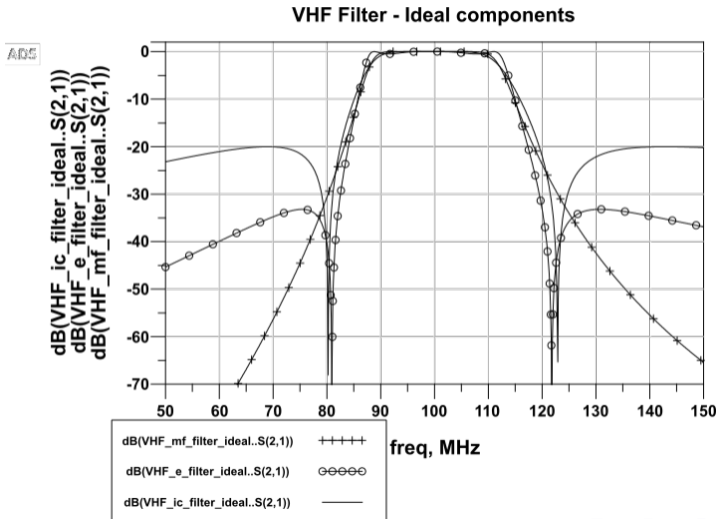
Comparación de aproximaciones



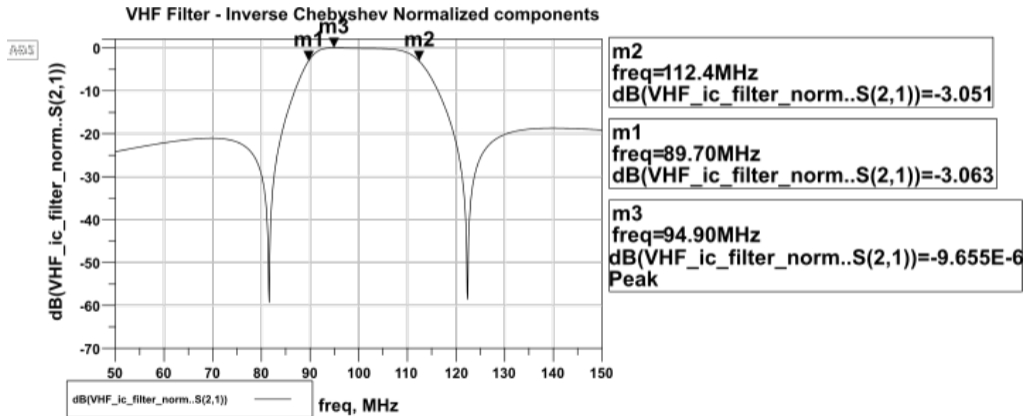
Simulación de Parámetros S



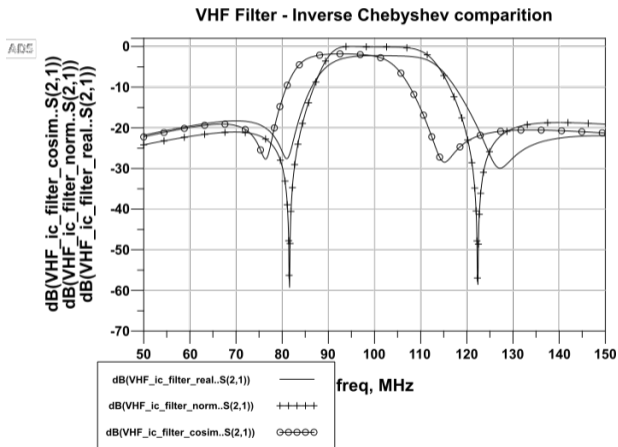
Comparación de filtros ideales



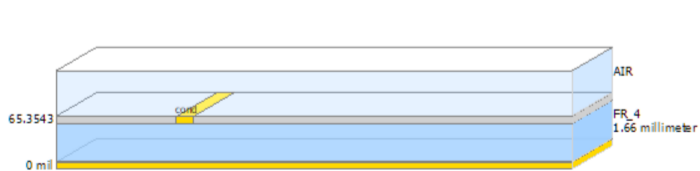
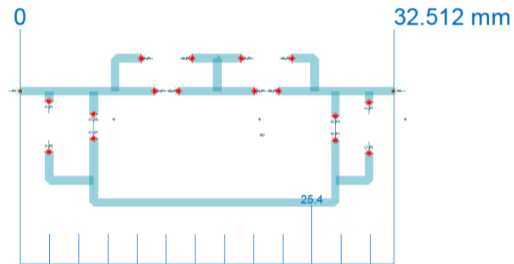
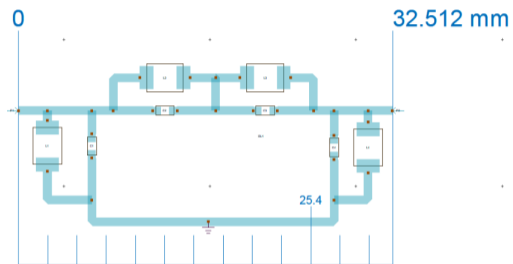
Filtro inverso de Chebyshev



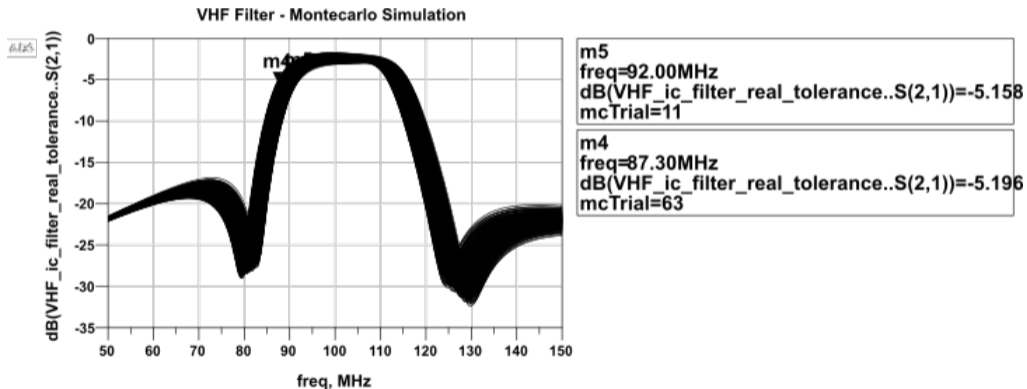
Comparación de filtros inverso de Chebyshev



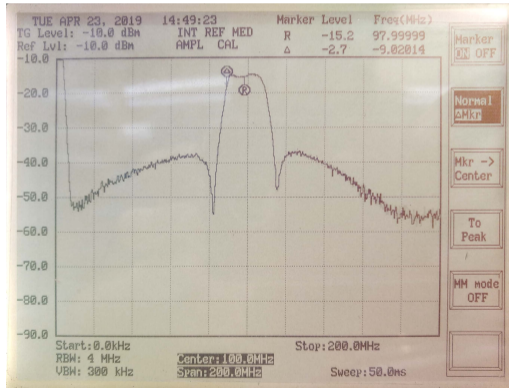
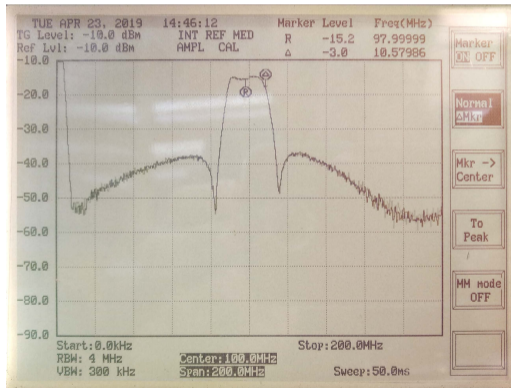
Layout para Cosimulación



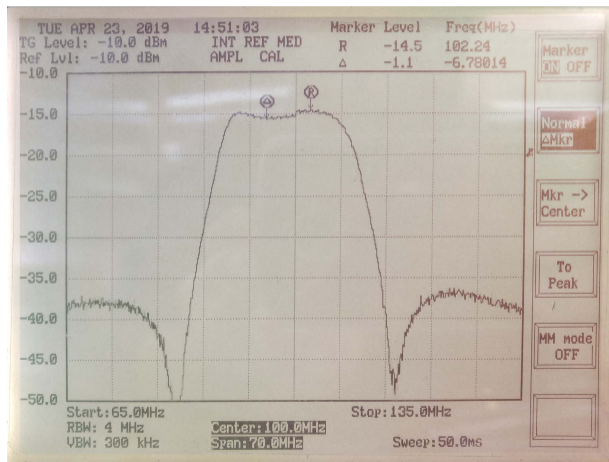
Simulación de Montecarlo



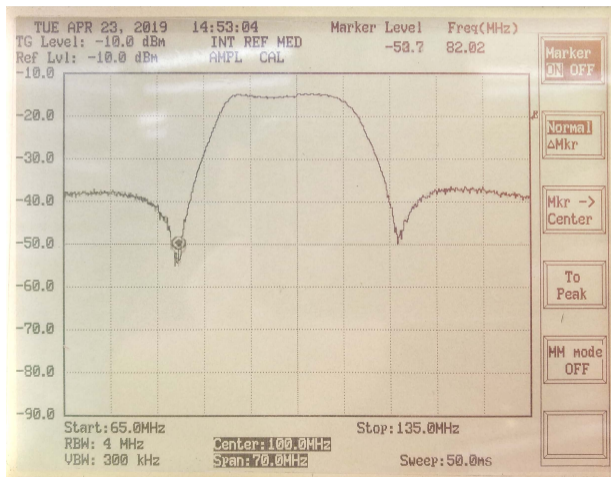
Frecuencias de Corte



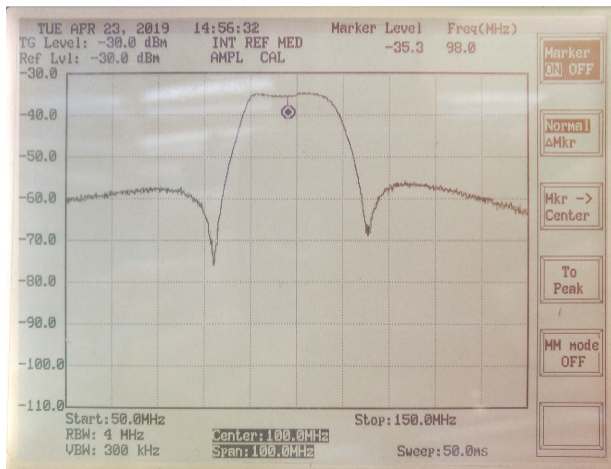
Ripple en la banda de paso



Notch



Respuesta en frecuencia



Rho y VSWR

Zload
50.000

Impedancia de referencia para Rho y VSWR.

Eqn Z0=50

RF Port	Frequency	Impedance	Reflection Coefficient	VSWR	
	98.0 MHz	3.05E2 - j9.76	0.72 / -0.62	6.10	Eqn in_RFport=mix(HB.VRFin,{0,1})/mix(HB.I_RFIn.i,{0,1}) Eqn Rho_RF=(Zin_RFport-Z0)/(Zin_RFport+Z0) Eqn VSWR_RF=(1+mag(Rho_RF))/(1-mag(Rho_RF))

LO Port:	Frequency	Impedance	Reflection Coefficient	VSWR	
	2.06 GHz	1.27E2 + j7.43	0.44 / 3.11	2.55	Eqn in_LOport=mix(HB.VLOIn,{1,0})/mix(HB.I_LOIn.i,{1,0}) Eqn Rho_LO=(Zin_LOport-Z0)/(Z0+Zin_LOport) Eqn VSWR_LO=(1+mag(Rho_LO))/(1-mag(Rho_LO))

Simulación para Compresión de Conversión

SWEEP PLAN

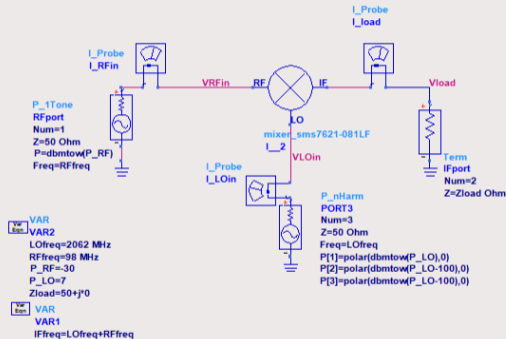
SweepPlan
Coarse
Start=-30 Stop=10 Step=5.0 Lin=
UseSweepPlan=yes
SweepPlan="Fine"
Reverse=no

SWEEP PLAN

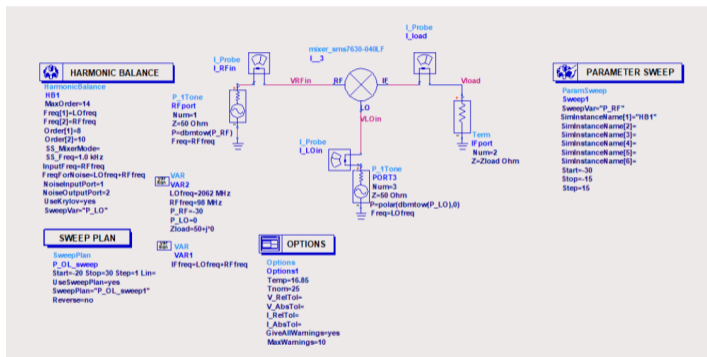
SweepPlan
Fine
Start=-30 Stop=10 Step=1.0 Lin=
UseSweepPlan=
SweepPlan=
Reverse=no

HARMONIC BALANCE

HarmonicBalance
HB2
MaxOrder=14
Freq[1]=LOfreq
Freq[2]=RFfreq
Order[1]=11
Order[2]=3
SS_MixerMode=
SS_Freq=1.0 kHz
UseKrylov=no

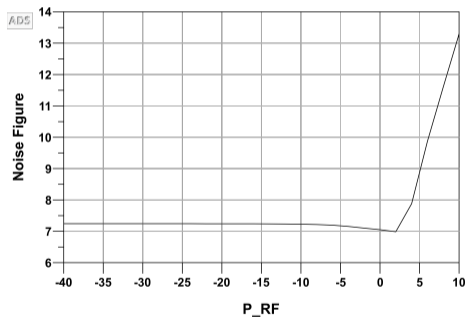
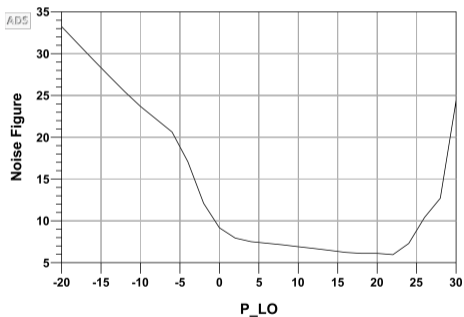


Simulación para Figura de Ruido

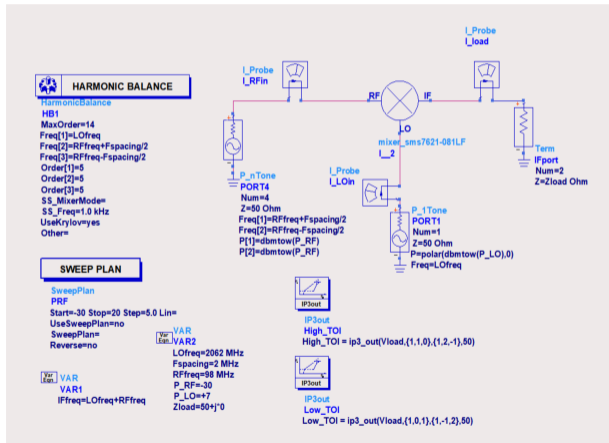


noisefreq	NoiseFig	TempEq
2.160 GHz	7.242	1246.699

Variación de la figura de Ruido

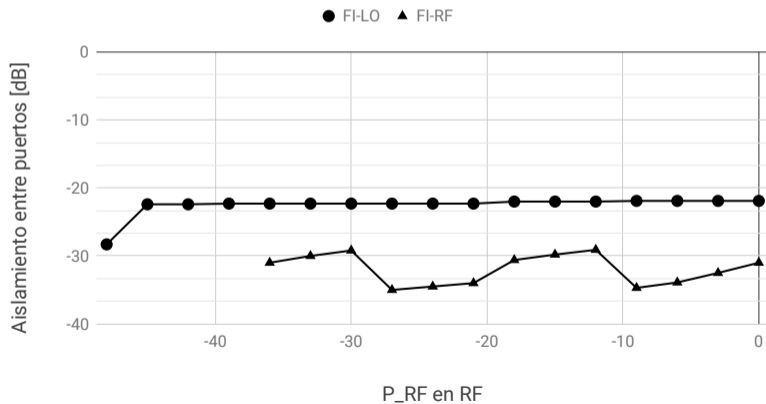


Simulación para el punto de Intersección de Tercer Orden

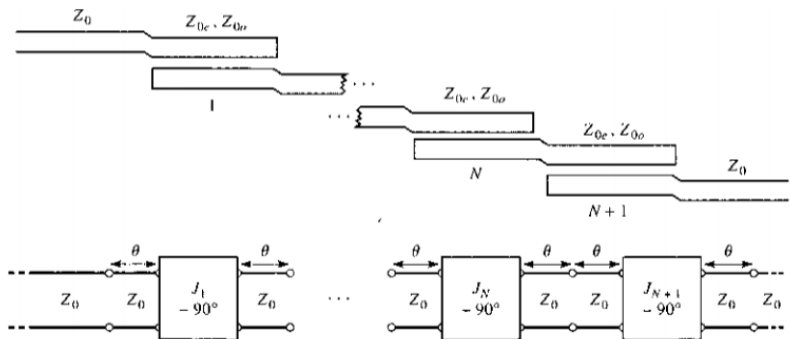


Aislamiento entre puertos

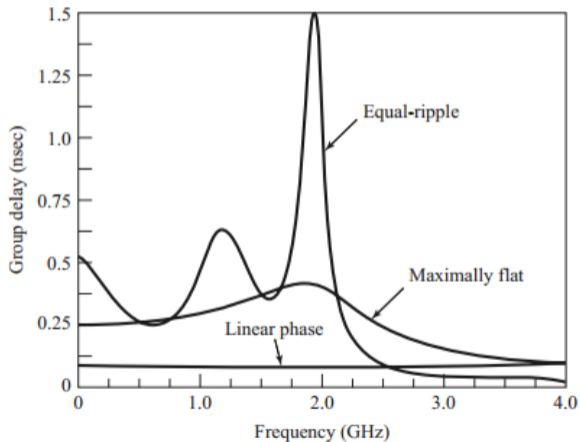
Aislamiento FI-LO y FI-RF



Líneas de transmisión acopladas



Retardo de grupo para los distintos filtros con $\omega_c = 2,0 \text{ GHz}$



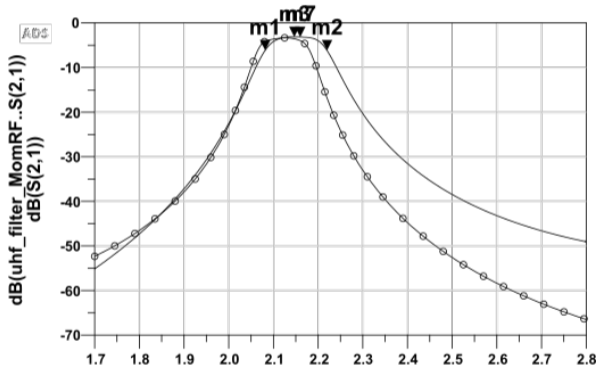
Resultados de simulación

m3
freq=2.147GHz
dB(S(2,1))=-3.116
Peak

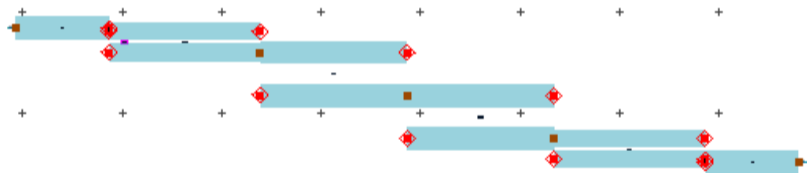
m1
freq=2.082GHz
dB(S(2,1))=-6.132

m2
freq=2.220GHz
dB(S(2,1))=-6.145

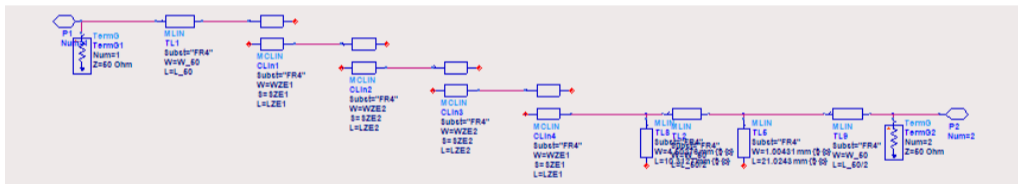
m7
freq=2.160GHz
dB(S(2,1))=-3.142



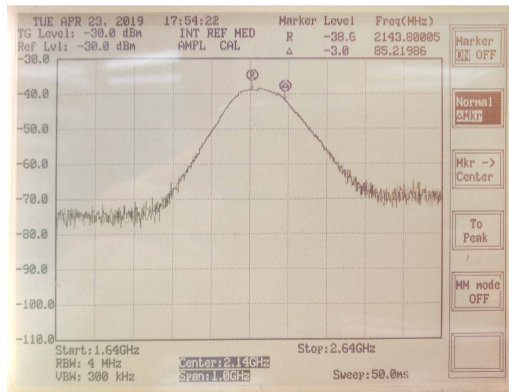
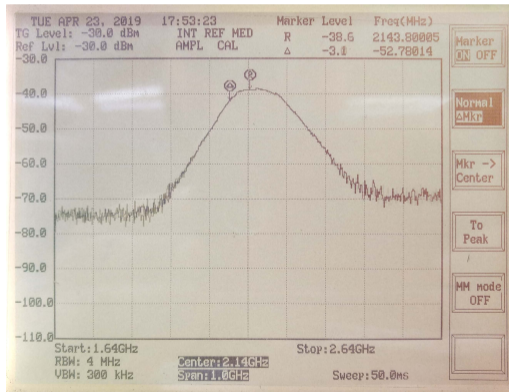
Layout para simulación EM



Circuito con un *notch*



Frecuencias de Corte



Características del mezclador seleccionado

Typical Performance Data

Frequency (MHz)		Conversion Loss (dB)	Isolation L-R (dB)	Isolation L-I (dB)	VSWR RF Port (:1)	VSWR LO Port (:1)
RF	LO	LO +7dBm	LO +7dBm	LO +7dBm	LO +7dBm	LO +7dBm
1000.00	1030.00	5.93	36.80	22.41	2.19	3.84
1500.00	1530.00	6.01	35.22	21.88	3.21	2.51
2000.00	2030.00	6.41	37.39	22.79	3.02	3.24
2500.00	2530.00	5.91	38.13	19.07	2.05	4.23
3000.00	3030.00	5.44	39.35	21.73	2.00	3.58
3500.00	3530.00	6.09	30.96	24.75	2.05	2.36
4000.00	4030.00	7.25	31.34	21.51	3.39	3.19
4200.00	4230.00	7.49	31.37	17.80	3.74	4.93