Relatório - Experimento 03

Fausto Emrich Brenner - 17/0009777

I. Introdução

Neste experimento, trabalharemos com dois novos tipos de modulação AM: QAM e Weaver. Verificaremos os benefícios deles e, também, como se comportam em situações adversas.

II. Atividades

A. AR 01

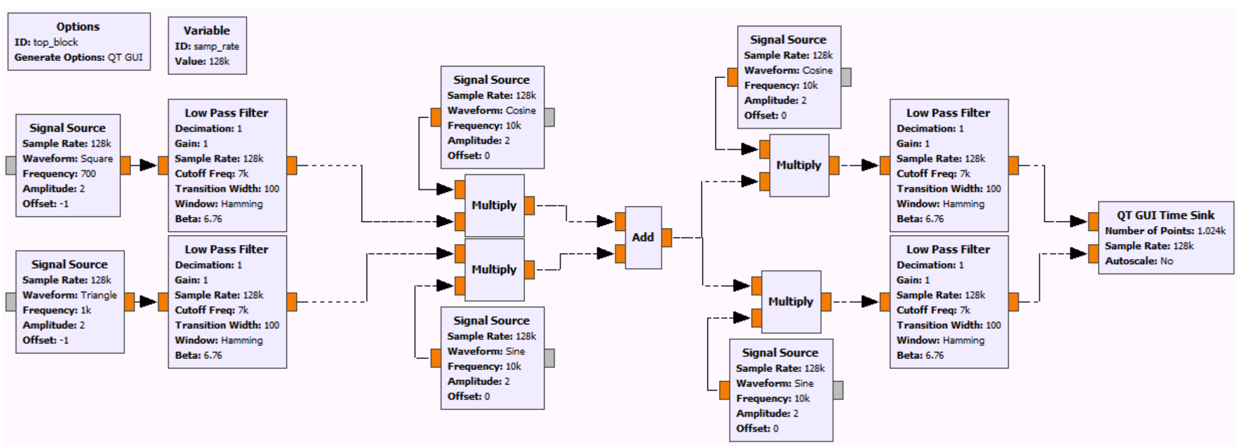


Figura 1: Configuração da AT para a AR 01.

Um sinal modulado em QAM pode ser representado por [1]

$$s(t) = A_{TX}[m_I(t)\cos(2\pi f_c t) + m_Q(t)\sin(2\pi f_c t)] \tag{1}$$

Onde $m_I(t)$ e $m_Q(t)$ são sinais distintos, de mesma banda B_m. O termo QAM significa *Quadrature Amplitude Modulation*. De fato, pela equação (1) percebe-se que $m_Q(t)$ está modulado em quadratura (defasada em $90°$) com $m_I(t)$. É como se cada um dos sinais estivesse sendo modulado em AM-DSB-SC, com a mesma f_c, apenas com uma diferença de fase.

Como vimos em experimentos anteriores, uma modulação em AM-DSB-SC gera duas bandas laterais, de largura $2B_m$, centradas na frequência da portadora. No caso da QAM, o mesmo irá ocorrer com cada um dos sinais modulantes, a não ser pela diferença de fase. Como $m_I(t)$ e $m_Q(t)$ possuem a mesma banda B_m, o sinal modulado, $s(t)$, terá uma largura de banda $2B_m$, também centrada em f_c. Podemos ver, assim, que com QAM é possível transmitir dois sinais pela mesma largura de banda que com AM-DSB-SC se gastava para transmitir apenas um. Ou seja, QAM possui uma maior eficiência espectral, no sentido que, para o mesmo trecho de espectro, é possível conter mais informação. O preço a pagar por essa eficiência é uma maior complexidade do receptor.

Considerando um canal sem deformações, a demodulação do sinal é realizada por dois multiplicadores distintos. O primeiro multiplica o sinal $s(t)$ por $A_{RX}\cos(2\pi f_c t)$, logo

$$\begin{aligned}
s_F(t) &= s(t)A_{RX}\cos(2\pi f_c t) && (2)\\
&= A_{TX}[m_I(t)\cos(2\pi f_c t) + m_Q(t)\sin(2\pi f_c t)]A_{RX}\cos(2\pi f_c t) && (3)\\
&= A_{TX}A_{RX}[m_I(t)\cos^2(2\pi f_c t) + m_Q(t)\sin(2\pi f_c t)\cos(2\pi f_c t)] && (4)\\
&= A_{TX}A_{RX}m_I(t)\left[\frac{\cos(0)+\cos(2\pi 2 f_c t)}{2}\right] + A_{TX}A_{RX}m_Q(t)\left[\frac{\sin(0)+\sin(2\pi 2 f_c t)}{2}\right] && (5)\\
&= \frac{A_{TX}A_{RX}}{2}m_I(t) + \frac{A_{TX}A_{RX}}{2}[m_I(t)\cos(2\pi 2 f_c t) + m_Q(t)\sin(2\pi 2 f_c t)] && (6)
\end{aligned}$$

Nota-se que o sinal resultante possui uma componente de $m_I(t)$ livre de modulação. Como sabemos que $f_m \ll f_c$ podemos recuperar essa componente por meio de um filtro passa baixas de frequência de corte maior que B_m e bastante menor que $2f_c$, da mesma forma que fizemos para a modulação AM-DSB-SC.

O segundo multiplicador multiplica $s(t)$ por $A_{RX}\sin(2\pi f_c t)$, logo

$$\begin{aligned}
s_G(t) &= s(t)A_{RX}\sin(2\pi f_c t) && (7)\\
&= A_{TX}[m_I(t)\cos(2\pi f_c t) + m_Q(t)\sin(2\pi f_c t)]A_{RX}\sin(2\pi f_c t) && (8)\\
&= A_{TX}A_{RX}[m_I(t)\cos(2\pi f_c t)\sin(2\pi f_c t) + m_Q(t)\sin^2(2\pi f_c t)] && (9)\\
&= A_{TX}A_{RX}m_I(t)\left[\frac{\sin(0)+\sin(2\pi 2 f_c t)}{2}\right] + A_{TX}A_{RX}m_Q(t)\left[\frac{\cos(0)-\cos(2\pi 2 f_c t)}{2}\right] && (10)\\
&= \frac{A_{TX}A_{RX}}{2}m_Q(t) + \frac{A_{TX}A_{RX}}{2}[m_I(t)\sin(2\pi 2 f_c t) - m_Q(t)\cos(2\pi 2 f_c t)] && (11)
\end{aligned}$$

O resultado é semelhante ao anterior e a mesma técnica pode ser usada para recuperar o sinal $m_Q(t)$.

Nesta AR, simularemos a transmissão de dois sinais por modulação QAM:

- m_I = Onda quadrada, VMAX = -VMIN = 1 V, frequência de 700 Hz, filtrada passa baixas, utilizando filtro com frequência de corte 7 kHz, faixa de transição de 100 Hz.
- $m_Q(t)$ = Onda triangular, VMAX = -VMIN = 1 V, frequência de 1 kHz, também filtrada como o sinal acima.

A frequência da portadora será $10\,\text{kHz}$ e $A_{TX} = A_{RX} = 2\,\text{V}$.

Já sabemos, de experimentos anteriores, que as séries de Fourier das ondas quadrada e triangular descritas acima são

$$m_I(t) = \sum_{n=1}^{\infty}\frac{2}{\pi n}[1-(-1)^n]\sin(2\pi n 700 t) \tag{12}$$

$$m_Q(t) = \sum_{n=1}^{\infty}\frac{4}{\pi^2 n^2}[1-(-1)^n]\cos(2\pi n 1000 t) \tag{13}$$

Como os sinais estarão filtradas em $7\,\text{kHz}$, a série de $m_I(t)$ será limitada em seu nono termo, pois o sinal não tem componente em $n = 10$. Porém, $m_Q(t)$ possui uma componente exatamente em $7\,\text{kHz}$ ($n = 7$). Assim, como a frequência de corte do filtro é definida por uma atenuação de $3.01\,\text{dB}$, o sétimo termo estará dividido por $\sqrt{2}$. Temos então

$$m_I(t) = \sum_{n=1}^{9} \frac{2}{\pi n}[1-(-1)^n]\sin(2\pi n700t) \tag{14}$$

$$m_Q(t) = \sum_{n=1}^{6} \frac{4}{\pi^2 n^2}[1-(-1)^n]\cos(2\pi n1000t) + \frac{8}{\pi^2 7^2}\cos(2\pi 7000t)\frac{1}{\sqrt{2}} \tag{15}$$

Para projetarmos o filtro passa baixas do receptor, é necessário escolher alguma frequência que contenha 95% da potência do sinal I e 99% do sinal Q. Das equações (14) e (15), podemos expressar as potências dos sinais por

$$P_I = \sum_{n=1}^{9} \left| \frac{2}{\pi n\sqrt{2}}[1-(-1)^n] \right|^2 \approx 0.9596 \tag{16}$$

$$P_Q = \sum_{n=1}^{6} \left| \frac{4}{\pi^2 n^2\sqrt{2}}[1-(-1)^n] \right|^2 + \left| \frac{8}{\pi^2 7^2}\frac{1}{2} \right|^2 \approx 0.3332 \tag{17}$$

Assim

$$95\% P_I \approx 0.9116 \qquad 99\% P_Q \approx 0.3298 \tag{18}$$

No caso de $m_I(t)$, essa potência é alcançada quando $n = 5$. Ou seja, a frequência de corte, f_{cut}, do filtro passa baixas do demodulador deve ser

$$f_{cut} > 5f_I = 3.5\,\text{kHz} \tag{19}$$

Já o sinal $m_Q(t)$ atinge 99% de sua potência em $n = 3$. Logo, a frequência de corte, f_{cut}, do filtro passa baixas do demodulador deve ser

$$f_{cut} > 3f_Q = 3\,\text{kHz} \tag{20}$$

Essa frequência de corte também deve ser bastante menor que $2f_c$, para que as componentes de alta frequência sejam de fato eliminadas. No nosso caso, como $2f_c = 20\,\text{kHz}$, escolheremos a frequência de corte como

$$f_{cut} = 7\,\text{kHz} \tag{21}$$

Assim, conteremos a maior parte dos sinais originais em uma frequência longe o suficiente de $20\,\text{kHz}$.

Considerando as equações (6) e (11) para o nosso sistema, temos

$$s_F(t) = 2m_I(t) + 2[m_I(t)\cos(2\pi 20000t) + m_Q(t)\sin(2\pi 20000t)] \tag{22}$$

$$s_G(t) = 2m_Q(t) + 2[m_I(t)\sin(2\pi 20000t) - m_Q(t)\cos(2\pi 20000t)] \tag{23}$$

Assim, com nosso filtro passa baixas de $f_{cut} = 7\,\text{kHz}$, poderemos eliminar as componentes de altas frequências de forma que

$$\hat{m}_I(t) \approx 2m_I(t) \tag{24}$$

$$\hat{m}_Q(t) \approx 2m_Q(t) \tag{25}$$

Ou seja, fora um fator de escala, os sinais recuperados são boas estimativas dos sinais originais.

1) Análise do sinal QAM: A construção do nosso sistema no GRC pode ser vista na figura (1). A partir dela, as oscilografias e os espectros dos pontos indicados no roteiro foram registradas e encontram-se nas figuras de (6) a (12).

Como esperado, os sinais $m_I(t)$ e $m_Q(t)$ aparecem com espectro limitado em $7\,\mathrm{kHz}$, isso gera a deformação nas formas de onda que podem ser vistas na figura (6). Sem componentes de frequências mais elevadas os sinais perdem seus ângulos mais agudos. Ao ser multiplicado por $2\cos(2\pi 10000t)$, $M_I(f)$ foi deslocado para $f_c = 10\,\mathrm{kHz}$ [figura (7)]. O mesmo ocorre com $M_Q(t)$ quando multiplicado por $2\sin(2\pi 10000t)$ [figura (8)]. Esse comportamento da modulação AM-DSB-SC já foi visto diversa vezes na disciplina e, novamente, o sistema se comportou como esperado.

O resultado da soma desses dois sinais pode ser vista na figura (9), que apresenta os registros do sinal transmitido (ponto E). De fato, seu espectro corresponde à soma dos espectros de C e D, logo, também está contido na mesma largura de banda. O sinal $s(t)$ transmitido é recepcionado e multiplicado por $2\cos(2\pi 10000t)$ e $2\sin(2\pi 10000t)$. Os resultados das operações são os sinais nos pontos F [figura (10)] e G [figura (11)], respectivamente. Percebe-se que, como previsto pela equação (6), em F, o espectro de $s(t)$ aparece deslocado para $\pm 2f_c = \pm 20\,\mathrm{kHz}$, enquanto que, no centro do espectro, $M_I(f)$ aparece livre de modulação, apenas com uma variação de escala. O mesmo ocorre em G, como a equação (11) previu, $M_Q(f)$ surge no centro do espectro livre de modulação.

Para eliminar as componentes de altas frequências os dois sinais passam pelo filtro passa baixas de $f_{cut} = 7\,\mathrm{kHz}$, como projetado anteriormente. Os resultados são nossos sinais recuperados, $\hat{m}_I(t)$ e $\hat{m}_Q(t)$, e podem ser vistos na figura (12). De fato, o filtro projetado foi capaz de eliminar as componentes de altas frequências. Seu único resquício, que pode ser visualizado no espectro de $\hat{m}_Q(t)$, possui magnitude abaixo de $-95\,\mathrm{dB}$, o que representa uma potência da ordem de $0\,1$nW, valor desprezível que pode ser originado de desvios no cálculo da FFT.

Ao compara os resultados da figura (12) com os da figura (6), percebe-se que, realmente, os nossos sinais recuperados são boas aproximações dos sinais originais. Visualizando a oscilografia, percebe-se que a única diferença entre eles é um fator de escala. Esse fator, de acordo com as equações (24) e (25), é de 2. A amplitude de $m_I(t)$ encontrada igual a $0.9419\,\mathrm{V}$ e de $m_Q(t)$ igual a $1.1815\,\mathrm{V}$. Já a amplitude de $\hat{m}_I(t)$ encontrada igual a $1.8755\,\mathrm{V}$ e de $\hat{m}_Q(t)$ igual a $2.3640\,\mathrm{V}$. Tem-se então que

$$\frac{1.8755}{0.9419} = 1.9912 \qquad \frac{2.3640}{1.1815} = 2.0008 \tag{26}$$

Ou seja, o fator de escala encontrado foi próximo o suficiente do previsto.

Os valores RMS de todos os pontos foram medidos e, a partir deles, a potência dos sinais foram calculadas e encontram-se na Tabela I. Vemos que os valores encontrados para as potências em A e B foram congruentes aos calculados em (17). Essas potências, após as multiplicações no transmissor, foram dobradas em C e D. Isso ocorreu pois $A_{TX} = 2$.

Já sabemos que a potência da soma de sinais ortogonais é igual a soma de suas potências. Como os sinais em C e D estão modulados em cosseno e seno (ortogonais), respectivamente, espera-se que a potência em E seja igual a soma da potência dos pontos anteriores. Esse foi precisamente o comportamento observado.

Em F e G, o resultado não foi uma exata duplicação da potência pois, como vimos em (41), a multiplicação no receptor causa uma sobreposição de sinais no espectro que acabam se cancelando, sobrando apenas o sinal demodulado nas baixas frequências. Assim, ao filtrarmos esses sinais, em H e I restam apenas os sinais recuperados. A partir das equações (24) e (25), a potência desses sinais serão

$$P_{\hat{m}_I} = 4P_{m_I} \quad \text{e} \quad P_{\hat{m}_Q} = 4P_{m_Q}$$

Essa relação também pôde ser verificado na Tabela I.

Ponto	$V_{RMS}[V]$	Potência $[W]$
A	0.9797	0.9598
B	0.5771	0.3330
C	1.3856	1.9199
D	0.8161	0.6660
E	1.6082	2.5863
F	2.5351	6.4267
G	1.9795	3.9184
H	1.9594	3.8392
I	1.1539	1.3315

Tabela I: Potências dos sinais em cada ponto

2) Ajuste de ganho no receptor: Com a amplitude dos osciladores de transmissão fixada em $A_{TX} = 7\,\mathrm{V}$. Para obtermos sinais recuperados de mesma amplitude que os originais temos que encontrar A_{RX} que respeite a igualdada

$$\frac{A_{TX}A_{RX}}{2} = 1 \tag{27}$$

Essa relação é tirada da equação (11) que nos mostra que esse será o fator de escala multiplicando $m(t)$ no sinal recuperada. Dessa forma, temos que

$$A_{RX} = \frac{2}{7} \approx 0.285714 \tag{28}$$

Com essa configuração para A_{TX} e A_{RX} obteve-se a figura (13), que contém os sinais originais e recuperados. Vemos que a amplitude dos sinais se manteve e podemos perceber a defasagem que surge como resultado do processo de modulação+demodulação, já discutida no último experimento. Conclui-se que, para preservar a potência do sinal recebido, quando comparada com a potência do sinal a transmitir, deve-se respeitar a relação (27).

B. AR 02

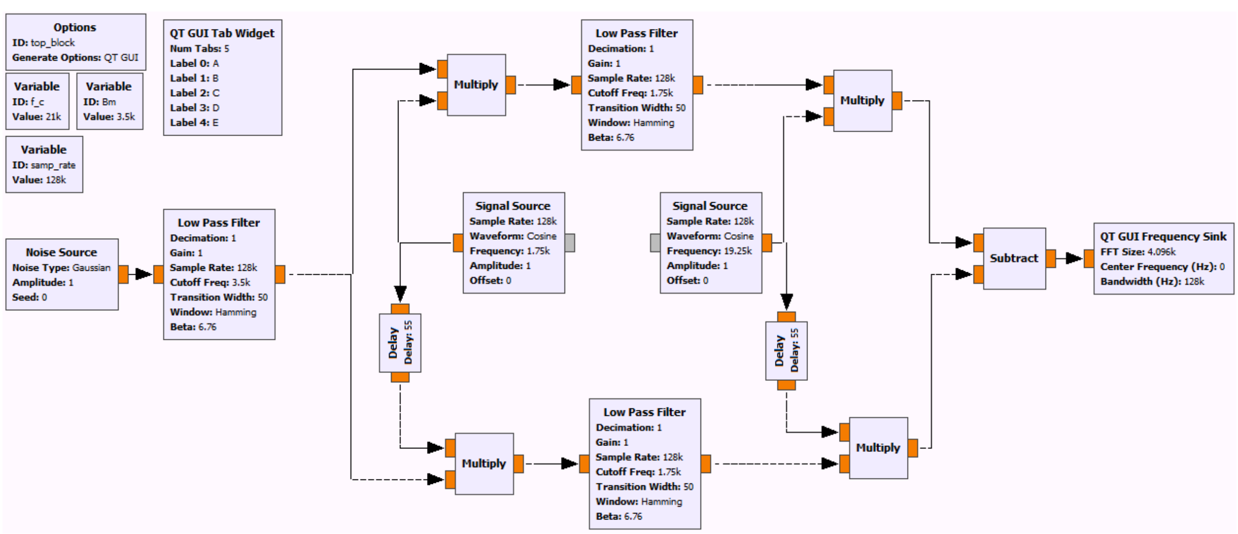


Figura 2: Configuração da AT para a AR 02, com $B_m = 3.5\,\mathrm{kHz}$ e $f_c = 21\,\mathrm{kHz}$

Seja $g(t)$ um sinal real, de largura de banda B_g e transformada de Fourier $G(f)$, se modularmos $g(t)$ em AM-DSB-SC, com portadora $A_c \cos(2\pi f_c t)$, teremos o deslocamento da banda para f_c, resultando em uma largura de banda de $2B_g$. O mesmo fato ocorre para as modulações AM-DSB+C e QAM. Porém, como sabemos, $G(f)$ é tal que seu módulo, $|G(f)|$, é uma função par e sua fase, $\angle G(f)$, é uma função ímpar. Dessa forma, é possível concluir que a banda dupla, $2B_g$, possui certa redundância, pois apenas com sua banda lateral superior/inferior já é possível inferir o resto do sinal. A modulação em SSB (*Single Side Band*) se baseia nesse fato. Nela, apenas a parcela do semieixo positivo de $M(f)$ é deslocada para o entorno de $+f_c$ e apenas a parcela do semieixo negativo de $M(f)$ é deslocada para o entorno de $-f_c$, como pode ser visto na figura (3).

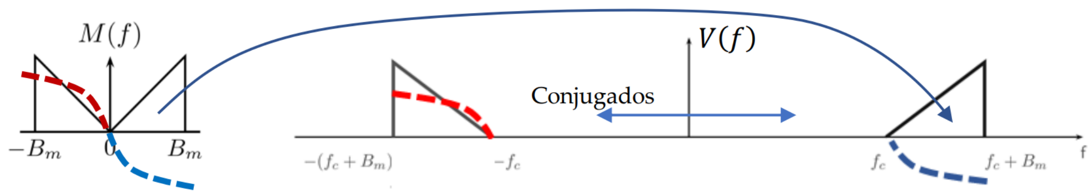


Figura 3: Ilustração da modulação em SSB

Uma das técnicas usadas para atingir o espectro da figura (3) é o método de Weaver. Vamos demonstrar sua formulação matemática. Suponha um sinal $m(t)$ real, com largura de banda B_m, multiplicado pelo sinal $A_c\cos(2\pi B_m t/2)$

$$s_A(t) = A_c m(t)\cos(2\pi B_m t/2) \iff S_A(f) = \frac{A_c}{2}[M(f - B_m/2) + M(f + B_m/2)] \tag{29}$$

Agora, se o mesmo sinal for multiplicado por $A_c\sin(2\pi B_m t/2)$, temos

$$s_B(t) = A_c m(t)\sin(2\pi B_m t/2) \iff S_B(f) = \frac{A_c}{2j}[M(f - B_m/2) - M(f + B_m/2)] \tag{30}$$

Percebe-se que, nos dois casos, haverá uma sobreposição do espectro de $m(t)$ nas frequências abaixo de $B_m/2$. Ao passar pelo filtro passa baixas, as frequências superiores do sinal serão eliminadas, assim restará

$$S_C(f) = \frac{A_c}{2}[M^-(f) + M^+(f)] \tag{31}$$

$$S_D(f) = \frac{A_c}{2j}[M^-(f) - M^+(f)] \tag{32}$$

Onde $M^-(f)$ e $M^+(f)$ são as bandas negativa e positiva, respectivamente, de $M(f)$, centradas em $f = 0$. Esses sinais serão, então, multiplicados por $A_c\cos[2\pi(f_c + B_m/2)t]$ e $A_c\sin[2\pi(f_c + B_m/2)t]$, respectivamente, logo, no ponto C têm-se

$$s_C(t)A_c\cos[2\pi(f_c + B_m/2)t] \iff S_C(f) \tag{33}$$

$$S_C(f) = \frac{A_c^2}{4}[M^+(f-f_c-B_m/2)+M^-(f-f_c-B_m/2)+M^+(f+f_c+B_m/2)+M^-(f+f_c+B_m/2)] \tag{34}$$

Da mesma forma em D

$$s_D(t)A_c\sin[2\pi(f_c + B_m/2)t] \iff S_D(f) \tag{35}$$

$$S_D(f) = \frac{A_c^2}{4}[M^+(f-f_c-B_m/2)-M^-(f-f_c-B_m/2)-M^+(f+f_c+B_m/2)+M^-(f+f_c+B_m/2)] \tag{36}$$

Assim, no ponto E temos

$$v(t) = s_C(t)A_c\cos[2\pi(f_c + B_m/2)t] + s_D(t)A_c\sin[2\pi(f_c + B_m/2)t] \iff V(f) \tag{37}$$

$$V(f) = \frac{A_c^2}{4}[2M^+(f - f_c - B_m/2) + 2M^-(f + f_c + B_m/2)] \quad (38)$$

$$= \frac{A_c^2}{2}[M^+(f - f_c - B_m/2) + M^-(f + f_c + B_m/2)] \quad (39)$$

A banda positiva de $M(f)$ foi deslocada para ficar centrada em $f_c + B_m/2$ e a banda negativa em $-f_c - B_m/2$. Ou seja, o espectro da figura (3) foi atingido e o sinal transmitido ocupará uma largura de banda de B_m.

Para realizar a demodulação do sinal $v(t)$, deve-se multiplicá-lo por $A_r \cos(2\pi f_c t + \theta_c)$. Considerando uma demodulação sincronizada ($\theta_c = 0$), temos

$$y(t) = v(t) A_r \cos(2\pi f_c t) \iff Y(f) \quad (40)$$

$$Y(f) = \frac{A_c^2 A_r}{4}[M^+(f - 2f_c - B_m/2) + M^-(f + 2f_c + B_m/2) + M^+(f - B_m/2) + M^-(f + B_m/2)] \quad (41)$$

Porém, sabemos que

$$M^+(f - B_m/2) + M^-(f + B_m/2) = M(f) \quad (42)$$

Logo, substituindo (42) em (41) temos

$$Y(f) = \frac{A_c^2 A_r}{4} M(f) + \frac{A_c^2 A_r}{4}[M^+(f - 2f_c - B_m/2) + M^-(f + 2f_c + B_m/2)] \quad (43)$$

Assim, ao passar pelo filtro passa baixas do receptor, nosso sinal recuperado será

$$\hat{M}(f) \iff \hat{m}(t) \quad (44)$$

$$\frac{A_c^2 A_r}{4} M(f) \iff \frac{A_c^2 A_r}{4} m(t) \quad (45)$$

Logo, fora um fator de escala, o sinal recuperado é uma boa estimativa do sinal modulante.

Vamos implementar um gerador SSB pelo método de Weaver. Utilizaremos os seguintes valores

- $m(t) \longrightarrow$ Ruído branco filtrado em $3.5\,\mathrm{kHz}$, logo, $B_m = 3.5\,\mathrm{kHz}$
- $f_c = 21\,\mathrm{kHz}$
- $A_c = 1$

O diagrama montado pode ser visto na figura (2). Osciloscópios foram conectados em cada um dos 5 pontos indicados no roteiro. Os resultados foram registrados e podem ser verificados na figura (14). Os resultados observados estão de acordo com as previsões de nossos cálculos. Após a primeira multiplicação, a deslocação do sinal gera uma sobreposição nas frequências abaixo de $B_m/2$. Essa faixa é a remanescente após a filtragem e, depois da segunda multiplicação, ela aparece deslocada para f_c em E.

Podemos comparar o resultado obtido com a modulação em AM-DSB-SC do mesmo sinal [figura (15)]. Percebe-se que, pela método de Weaver, foi possível conter o sinal modulado em uma faixa muito menor do espectro. De fato, o sinal produzido em E corresponde apenas à banda lateral superior (USB) do modulado em Am-DSB-SC, ou seja, tem largura de banda Bm.

Se alterarmos a frequência do segundo oscilador para $f_c - B_m/2$ e trocar a adição pela subtração, o sinal no pontoo E é o da figura (16). Nota-se que, com as alterações, as bandas laterais restantes são as inferiores (LSB), não as superiores. Esse sinal também pode ser usado para a transmissão do sinal, pois contém a mesma informação que o anterior na mesma largura de banda.

Uma outra forma de atingir um sinal SSB é por meio de uma filtragem passa-bandas de um sinal AM-DSB-SC. Porém, essa abordagem requer a implementação de um filtro de alta precisão em altas frequências, o que pode aumentar muito o custo do projeto. Pelo método de Weaver, a filtragem é transferida para metade da banda do sinal a ser transmitido (baixas frequências), isso facilita sua implementação.

C. AR 03

Ambos os modos de modulação descritos neste relatório exigem a implementação de uma demodulação síncrona na recepção. Isso quer dizer que os osciladores da transmissão e da recepção devem estar na mesma frequência e em fase. Manter essa condição pode ser difícil em algumas situações, nesse caso, a demodulação AM por detecção de envoltória se torna interessante, por se tratar de uma demodulação assíncrona. Nesta atividade iremos demonstrar os efeitos de falhas de sincronismo no sistema QAM.

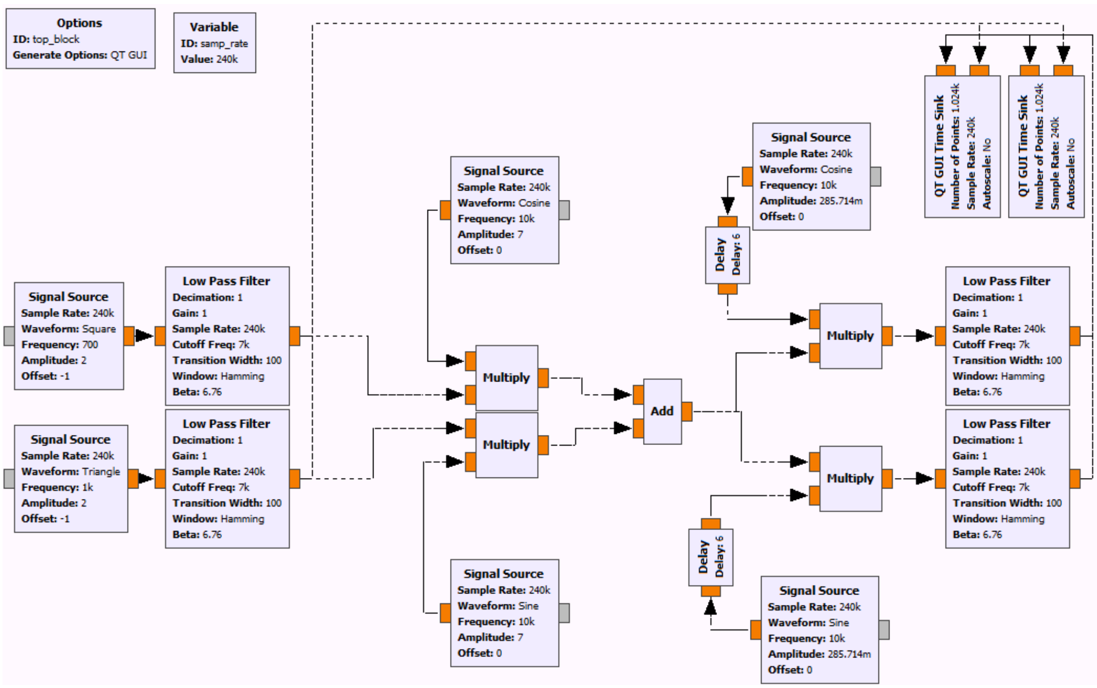


Figura 4: Configuração da AT para a AR03 - falha de sincronismo de fase.

1) Falha de sincronismo de fase: Utilizando o mesmo modulador QAM da AR01, faremos as seguintes alterações

- Diferença de fase de +30° (2 amostras) nos osciladores de fase e quadratura, em relação aos osciladores na transmissão.
- Repetir com a diferença de fase +30° (9 amostras).

Esse atraso foi implementado por meio do bloco *Delay*. O esquema completo no GRC pode ser visto na figura (4).

Com o atraso definido em +30° [figura (17)], percebe-se que os sinais recuperados não representam os sinais originais. De fato, a falha de sincronia imposta foi suficiente para gerar grandes deformações no sinal.

Com o atraso definido em +90° [figura (18)], um efeito interessante ocorre. O sinal recuperado $\hat{m}_Q(t)$ passa a representar o sinal $m_I(t)$ e $\hat{m}_I(t)$ a representar $m_Q(t)$. Isso pode ser explicado se relembrarmos do processo de demodulação do QAM expostos em (2) e (7). Em F e G, temos que

$$s_F(t) = s(t)A_{RX}\cos(2\pi f_c t + \theta) \tag{46}$$
$$s_G(t) = s(t)A_{RX}\sin(2\pi f_c t + \theta) \tag{47}$$

Com $\theta = 90$

$$s_F(t) = s(t)A_{RX}\cos(2\pi f_c t + 90) = -s(t)A_{RX}\sin(2\pi f_c t) \tag{48}$$
$$s_G(t) = s(t)A_{RX}\sin(2\pi f_c t + 90) = s(t)A_{RX}\cos(2\pi f_c t) \tag{49}$$

De (6) e (11), têm-se

$$s_F(t) = -\frac{A_{TX}A_{RX}}{2}m_Q(t) + \frac{A_{TX}A_{RX}}{2}[m_Q(t)\cos(2\pi 2 f_c t) - m_I(t)\sin(2\pi 2 f_c t)] \tag{50}$$

$$s_G(t) = \frac{A_{TX}A_{RX}}{2}m_I(t) + \frac{A_{TX}A_{RX}}{2}[m_I(t)\cos(2\pi 2 f_c t) + m_Q(t)\sin(2\pi 2 f_c t)] \tag{51}$$

Assim, após eliminar as altas frequências, nossos sinais recuperados serão

$$\hat{m}_I(t) = -\frac{A_{TX}A_{RX}}{2}m_Q(t) \tag{52}$$

$$\hat{m}_Q(t) = \frac{A_{TX}A_{RX}}{2}m_I(t) \tag{53}$$

Ou seja, os sinais aparecem trocados e $m_Q(t)$ aparece em $\hat{m}_I(t)$ invertido.

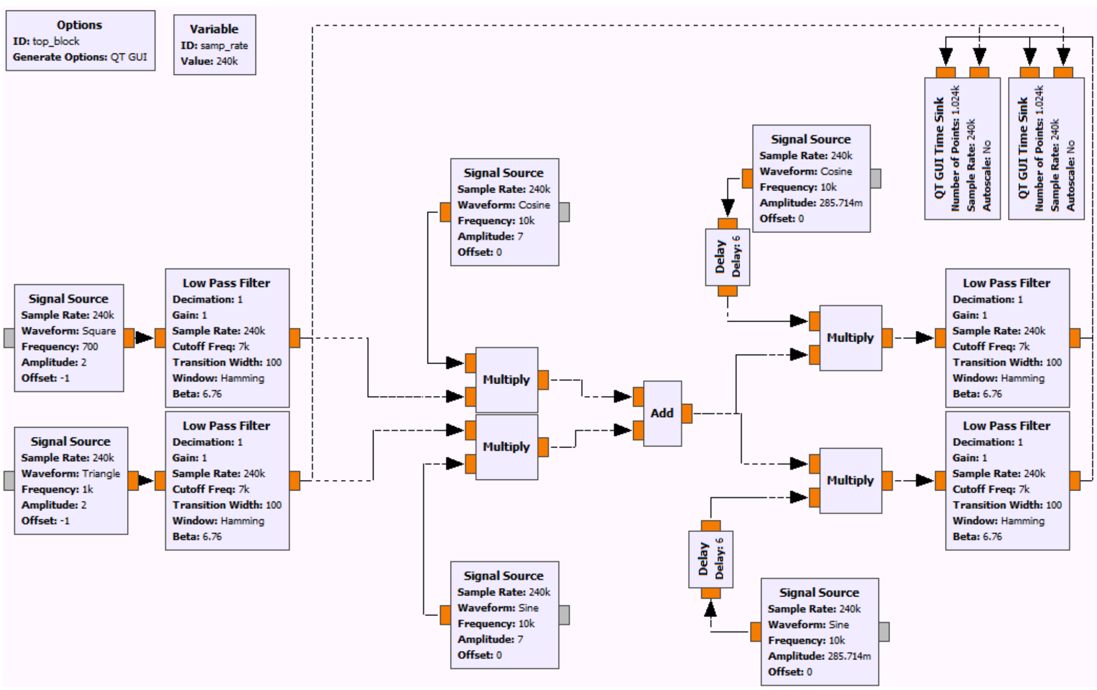


Figura 5: Configuração da AT para a AR03 - falha de sincronismo de frequência.

2) Falha de sincronismo de frequência: Agora, com os osciladores de volta em fase, a frequência dos osciladores do receptor foram alteradas para $10.0001\,\mathrm{kHz}$ [figura (5)]. O resultado visto nos pontos H e I podem ser vistos nas figuras (19) e (20).

O resultado encontrado foi de que os sinais $\hat{m}_I(t)$ e $\hat{m}_Q(t)$ não apresentam mais formas de onda fixas. Ao invés disso, esses sinais ficam alternando entre representações de $m_I(t)$ e $m_Q(t)$. As figuras (19) e (20) apresentam, cada uma, 3 momentos distintos de cada um dos sinais recuperados. Percebe-se que os sinais se aproximam de $m_I(t)$, depois de $m_Q(t)$ e depois de algo entre os dois.

O fenômeno observado pode ser explicado matematicamente a partir do cálculos de demodulação [equações (2) e (7)]. Em F temos

$$s_F(t) = s(t)A_{RX}\cos(2\pi f_0 t + \theta) \tag{54}$$

$$= A_{TX}[m_I(t)\cos(2\pi f_c t) + m_Q(t)\sin(2\pi f_c t)]A_{RX}\cos(2\pi f_0 t) \tag{55}$$

$$= A_{TX}A_{RX}[m_I(t)\cos(2\pi f_c t)\cos(2\pi f_0 t) + m_Q(t)\sin(2\pi f_c t)\cos(2\pi f_0 t)] \tag{56}$$

Como $f_0 = 10.0001\,\text{kHz}$ e $f_c = 10\,\text{kHz}$

$$= \frac{A_{TX}A_{RX}}{2}\{m_I(t)[\cos[2\pi(f_c - f_0)t] + \cos[2\pi(f_c + f_0)t]] + m_Q(t)[\sin[2\pi(f_c - f_0)t] + \sin[2\pi(f_c + f_0)t]]\} \quad (57)$$

$$= \frac{A_{TX}A_{RX}}{2}\{m_I(t)[\cos(2\pi 0.1t) + \cos(2\pi 20000.1t)] + m_Q(t)[\sin(2\pi 0.1t) + \sin(2\pi 20000.1t)]\} \quad (58)$$

Ao filtrarmos as altas frequências, nosso sinal recuperado será

$$\hat{m}_I(t) = \frac{A_{TX}A_{RX}}{2}[m_I(t)\cos(2\pi 0.1t) + m_Q(t)\sin(2\pi 0.1t)] \quad (59)$$

Ou seja, nosso sinal demodulado não possui apenas componentes de $m_I(t)$ como antes. Quando t for igual a múltiplos de 2.5, têm-se que $[2\pi 0.1(k2.5)] = k\pi/2$. Logo, para k par, o sinal recuperado representará $m_I(t)$. Mas se k for ímpar, o sinal recuperado representará $m_Q(t)$. Durante todos os outros instantes, $\hat{m}_I(t)$ será uma combinação dos dois sinais originais. Esse foi exatamente o comportamento observado nas figuras (19) e (20). O mesmo fenômeno ocorre em $\hat{m}_Q$.

Vimos nessa atividade que, de fato, o efeito de falhas de sincronia em receptores de demodulação síncrona é muito extenso. Mesmo com uma diferença de 0.001% na frequência, já surgiram grandes efeitos no resultado. Dessa forma, é vital para o pleno funcionamento desses sistemas que eles possuam mecanismos de ajuste de sincronismo de frequência e fase para poder combater os efeitos adversos observados nesta seção.

III. Imagens

As imagens de oscilografia e espectrais se encontram ao final do documento, em uma página reservada.

IV. Conclusão

Conseguimos gerar sinais modulados em QAM e em SSB. Visualizamos como eles possibilitam que obtenhamos uma melhor eficiência espectral. Vimos também a sensibilidade de sistemas de demodulação síncrona a falhas de sincronia de fase e frequência, sendo fundamental a manutenção dessa sincronia para o completo funcionamento da demodulação.

Referências

[1] B. P Lathi and Z. Ding, *Sistemas de Comunicações Analógicos e Digitais Modernos*, 4th ed. Rio de Janeiro: LTC, 2019.

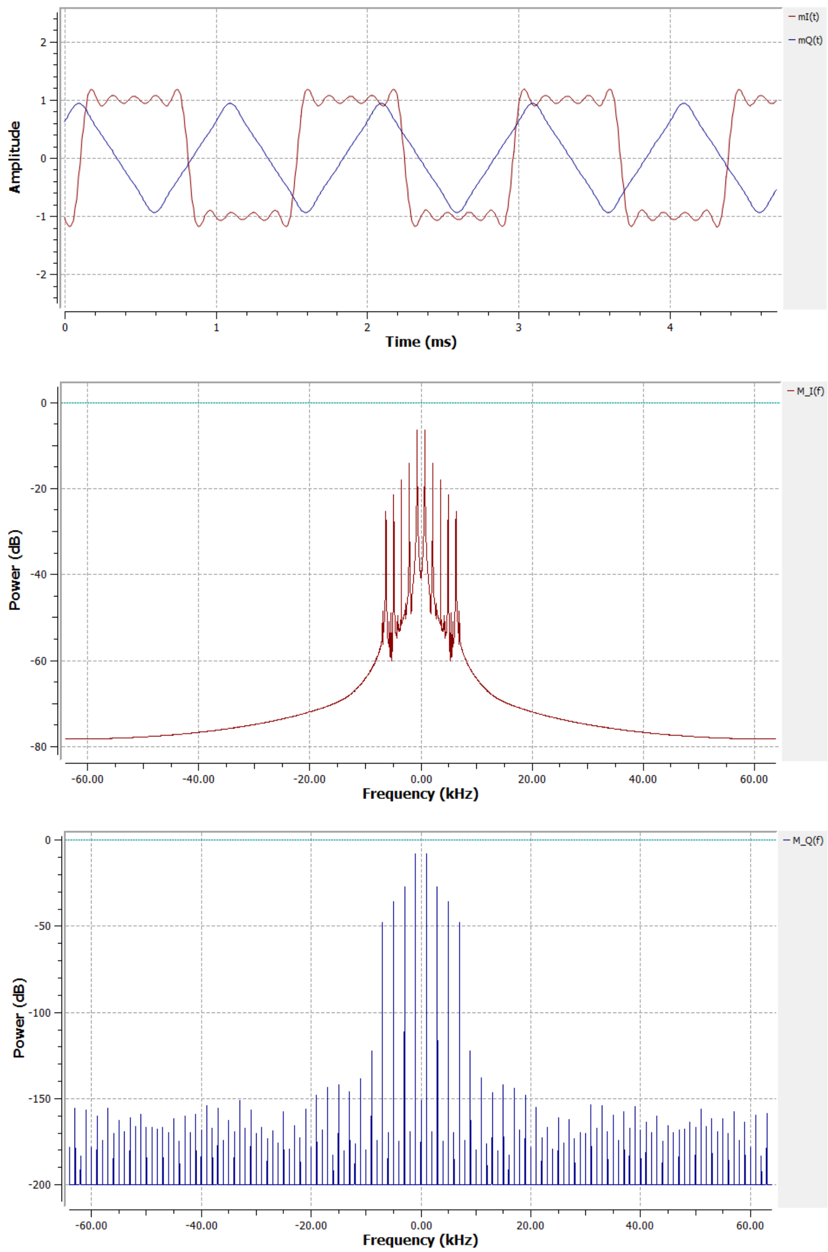


Figura 6: Oscilografia de $m_I(t)$ e $m_Q(t)$ e seus espectros

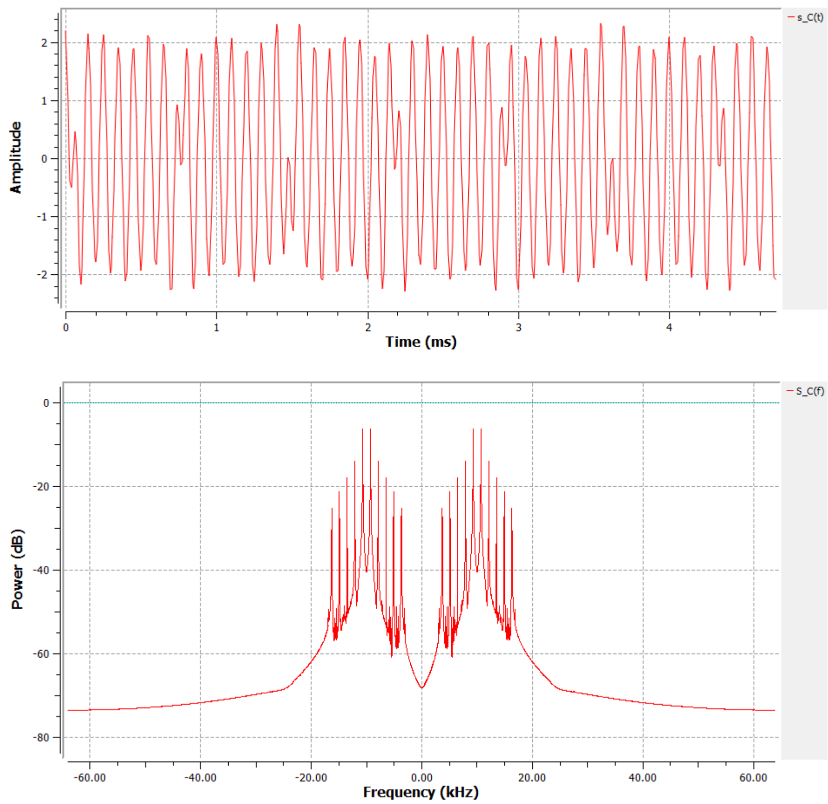


Figura 7: Oscilografia e espectro do sinal no ponto C

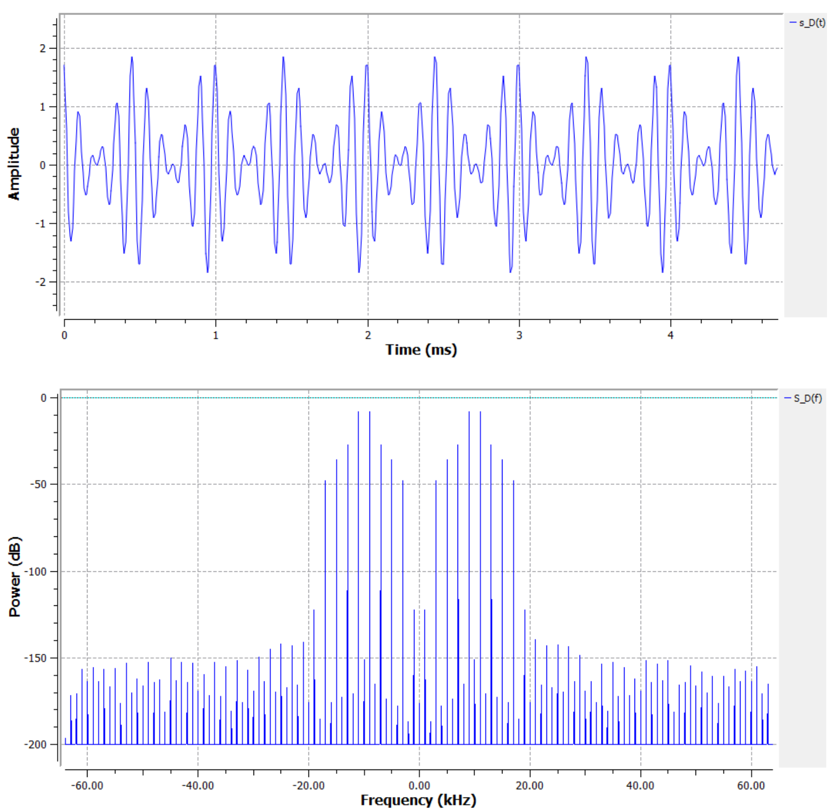


Figura 8: Oscilografia e espectro do sinal no ponto D

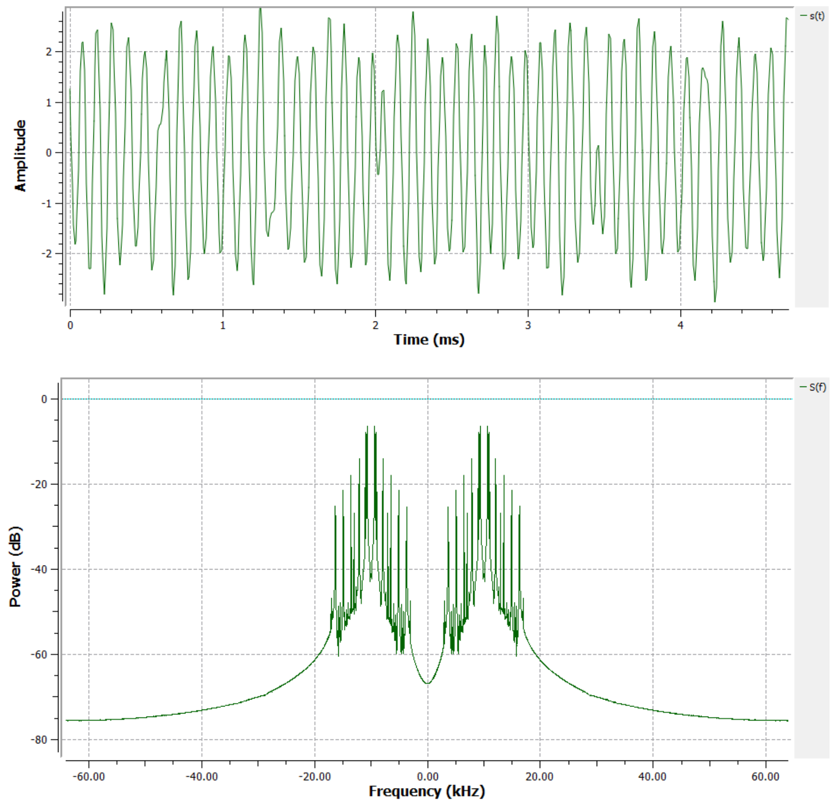


Figura 9: Oscilografia e espectro do sinal no ponto E

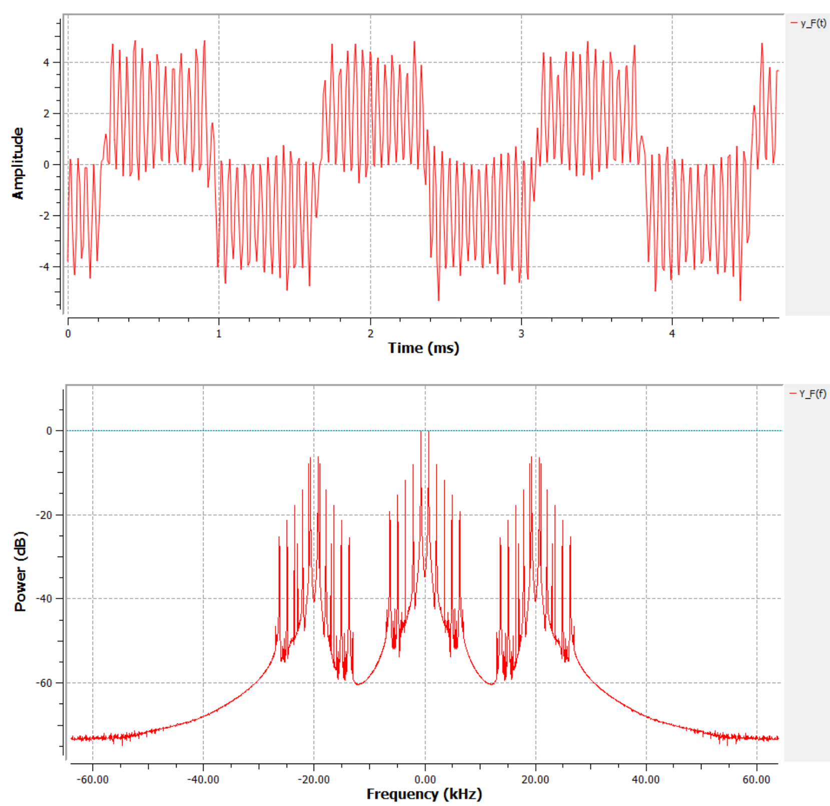


Figura 10: Oscilografia e espectro do sinal no ponto F

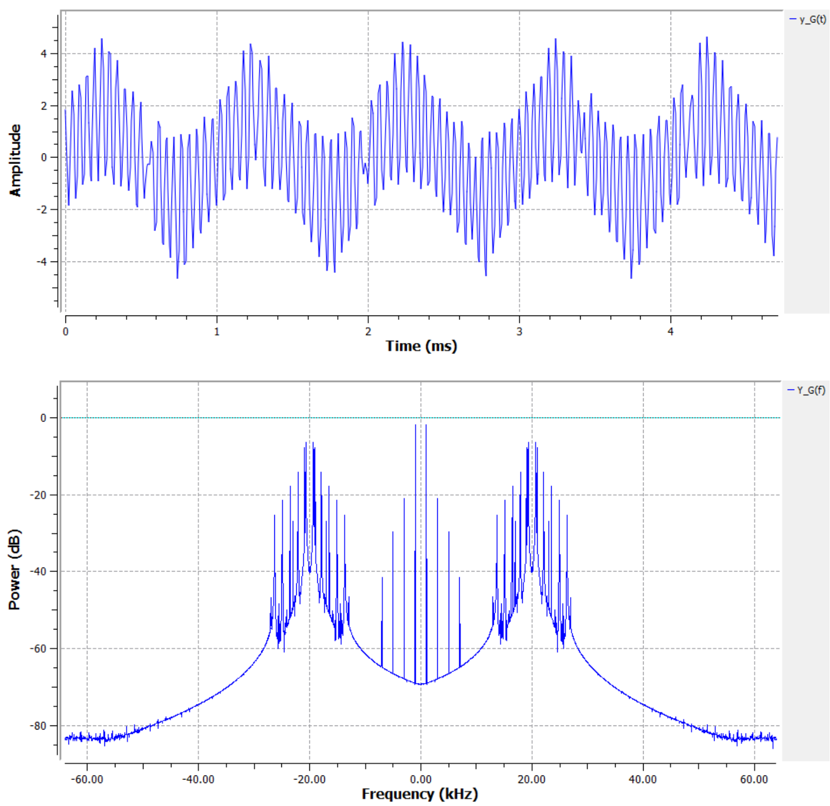


Figura 11: Oscilografia e espectro do sinal no ponto G

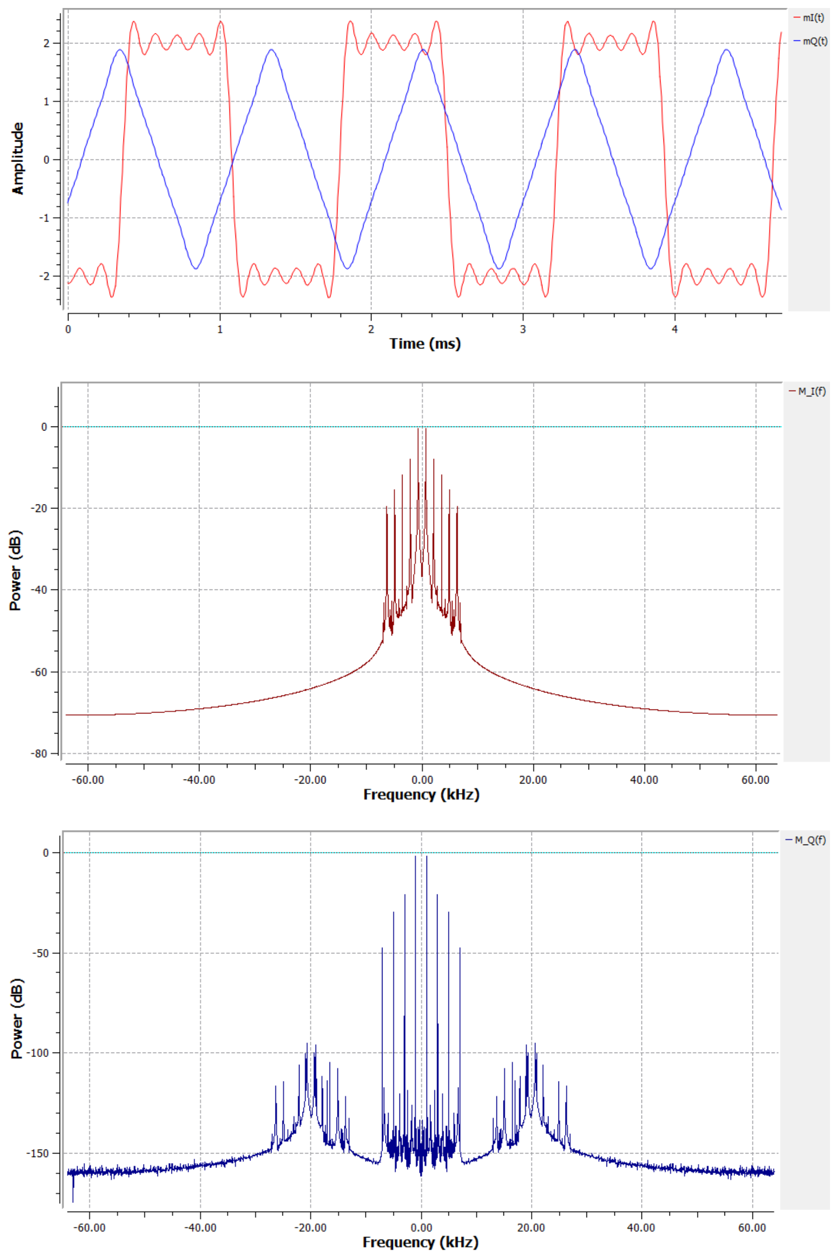
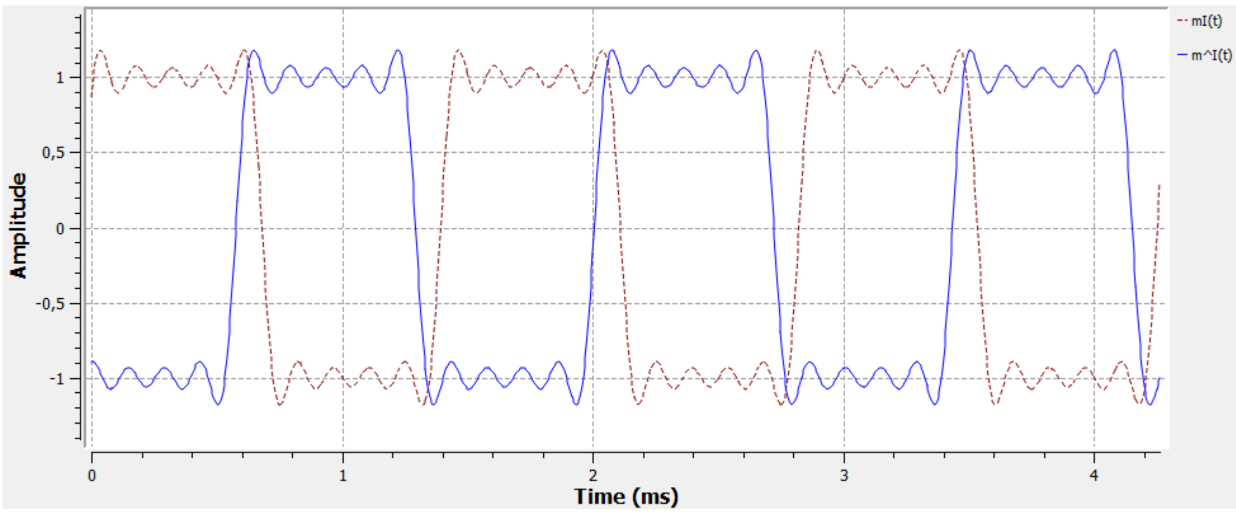
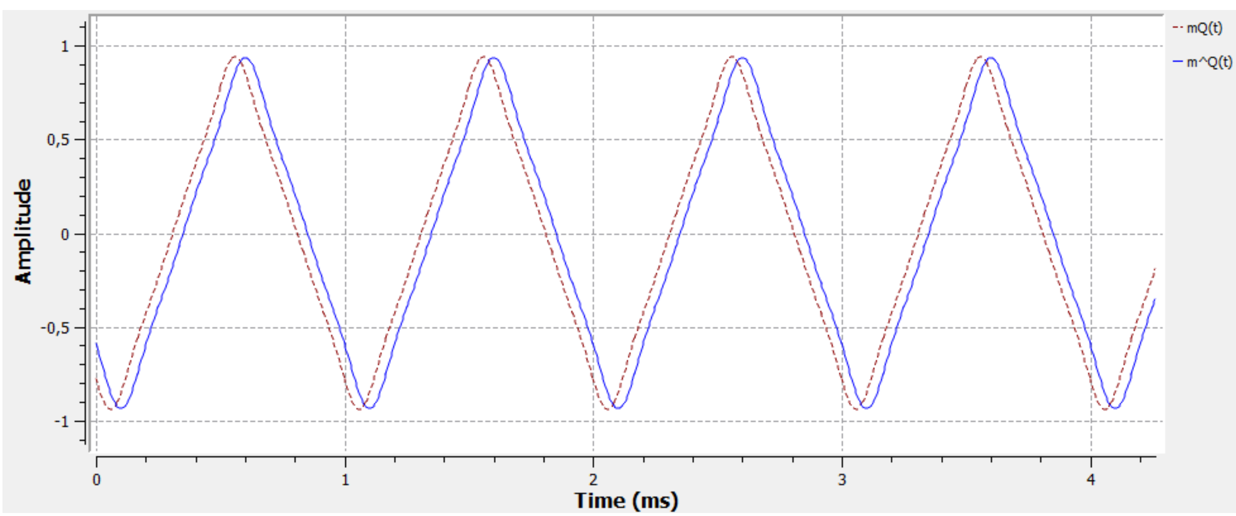


Figura 12: Oscilografia e espectros dos sinais recuperados de $m_I(t)$ e $m_Q(t)$

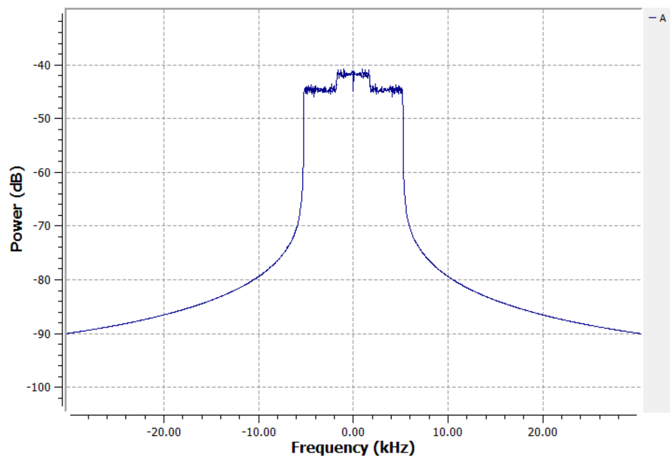


(a) $\hat{m}_I(t)$

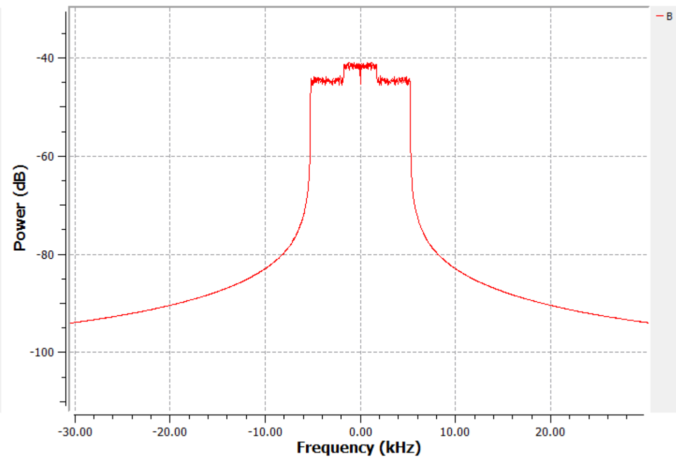


(b) $\hat{m}_Q(t)$

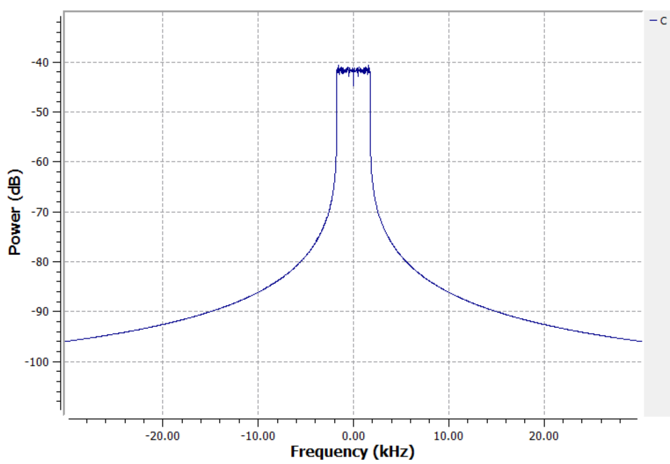
Figura 13: Sinais recuperados e sinais originais (pontilhados) quando $A_{TX} = 7$ e $A_{RX} = 0.2857$



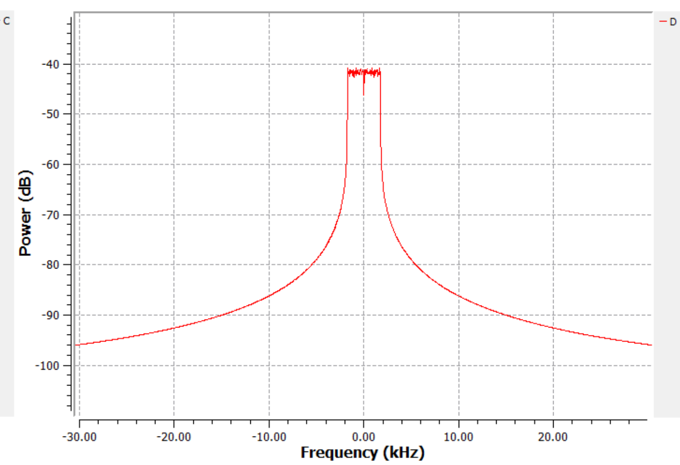
(a) A



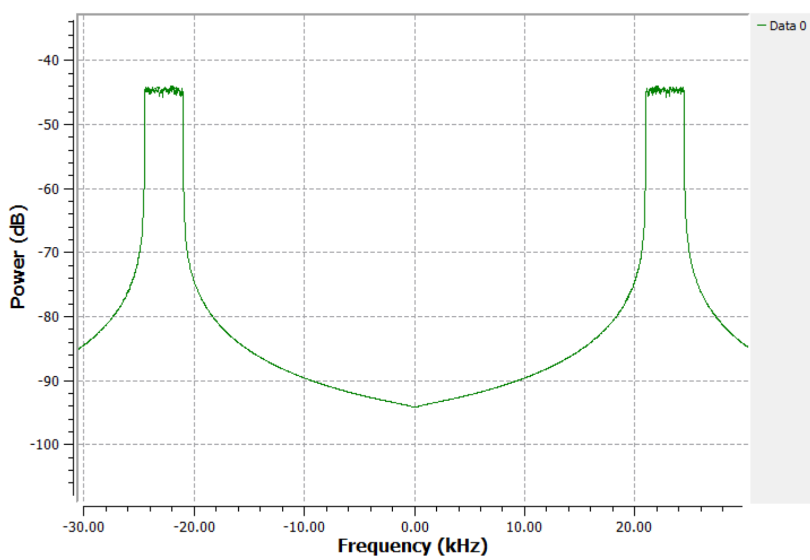
(b) B



(c) C



(d) D



(e) E

Figura 14: Espectro de cada um dos pontos do gerador de SSB

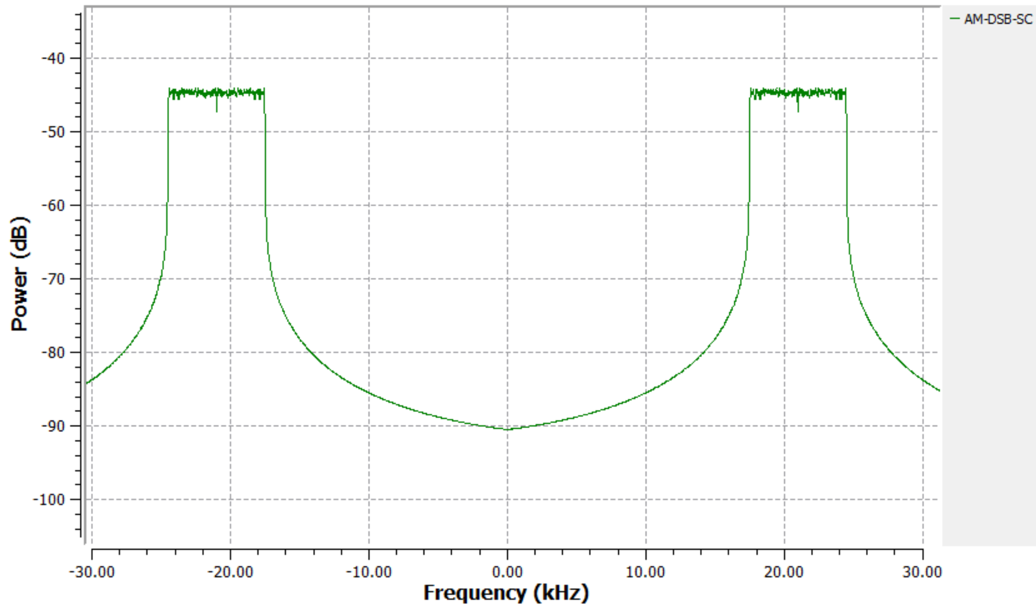


Figura 15: Resultado da modulação em AM-DSB-SC do sinal, com $f_c = 21\,\mathrm{kHz}$

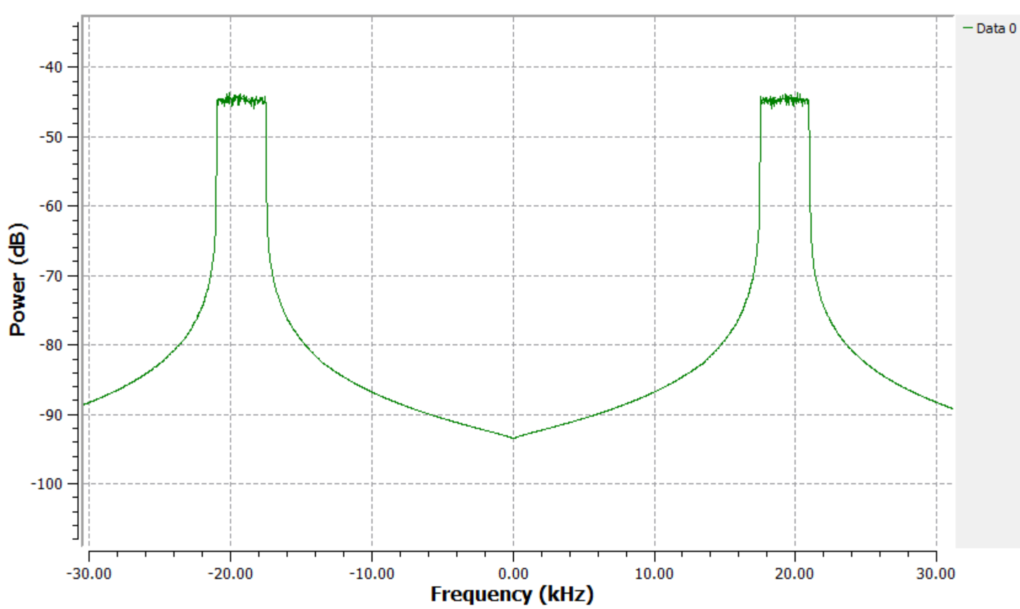
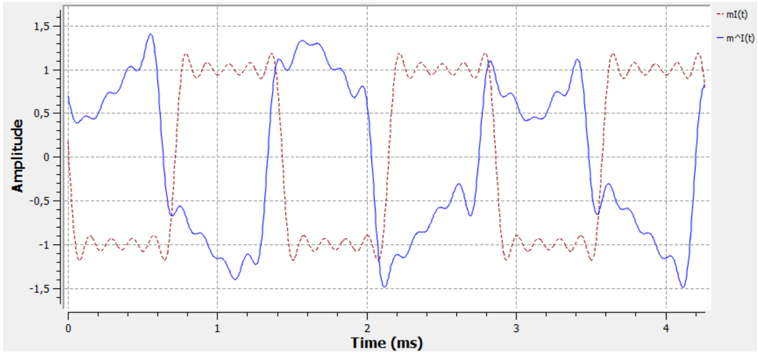
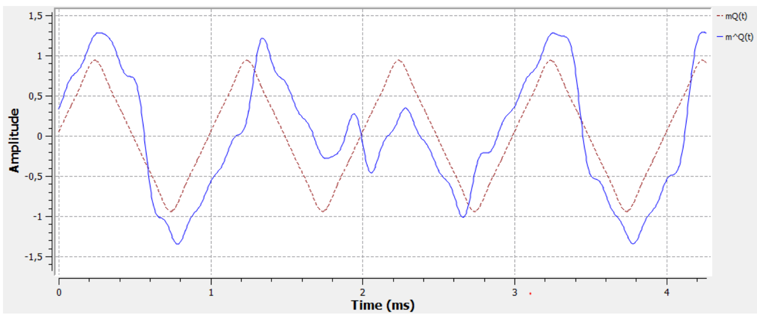


Figura 16: Resultado da geração por Weaver com as alterações propostas no item A2b do roteiro

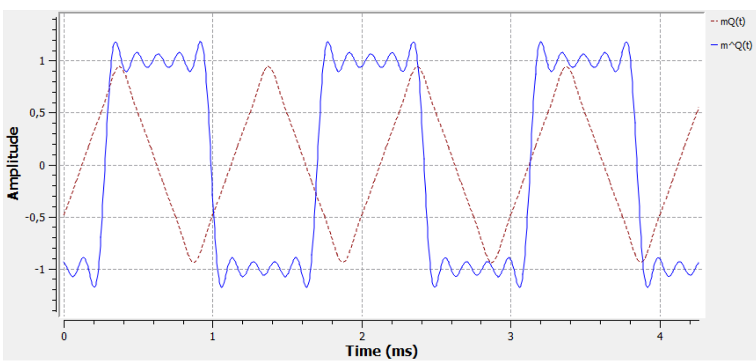


(a) Ponto H

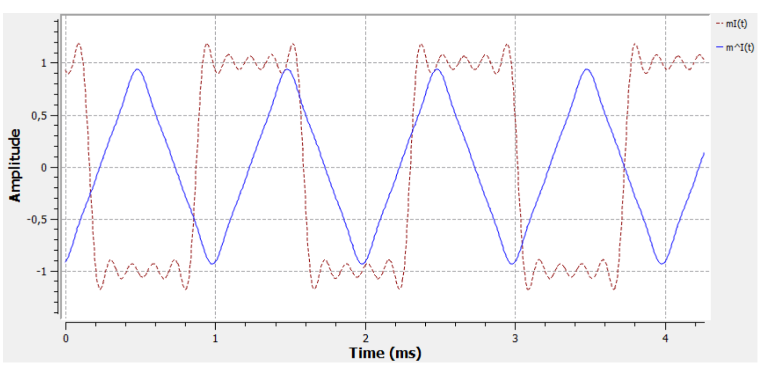


(b) Ponto I

Figura 17: Resultado visto no osciloscópio com falha de sincronismo de fase de +30° em QAM



(a) Ponto H



(b) Ponto I

Figura 18: Resultado visto no osciloscópio com falha de sincronismo de fase de +90° em QAM

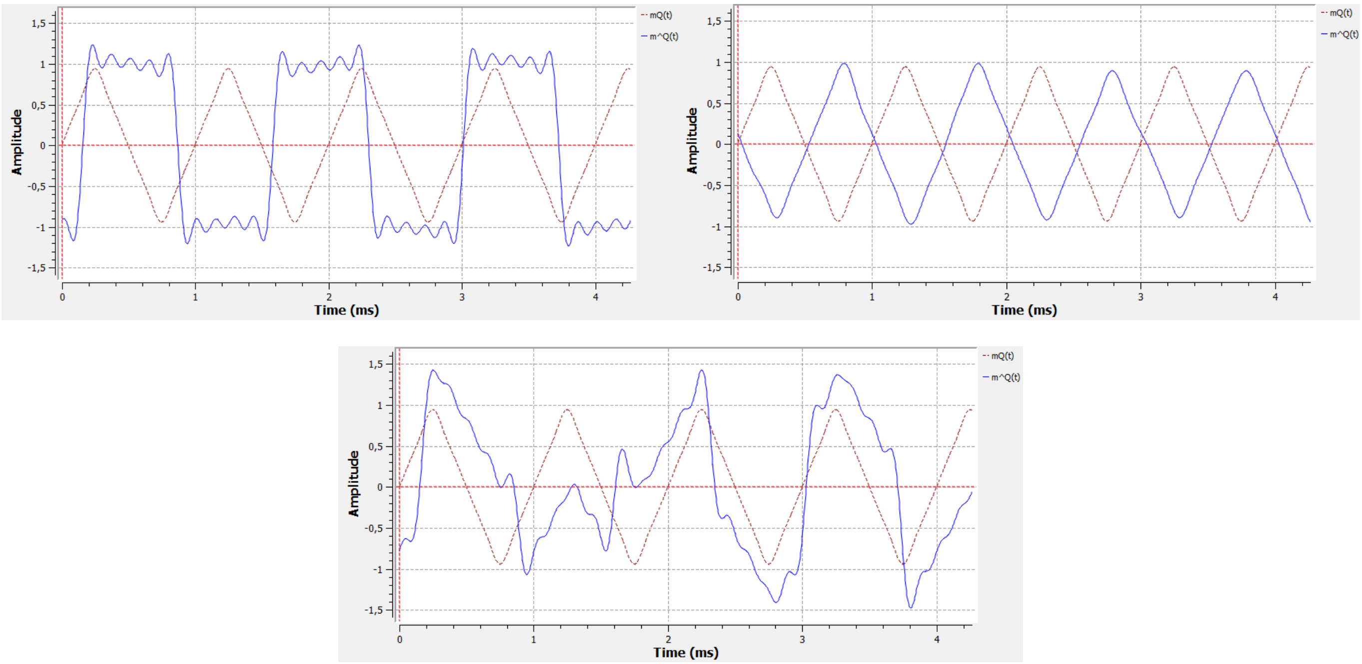


Figura 19: Resultado de $\hat{m}_I(t)$ visto no osciloscópio com falha de sincronismo de frequência em 3 momentos diferentes

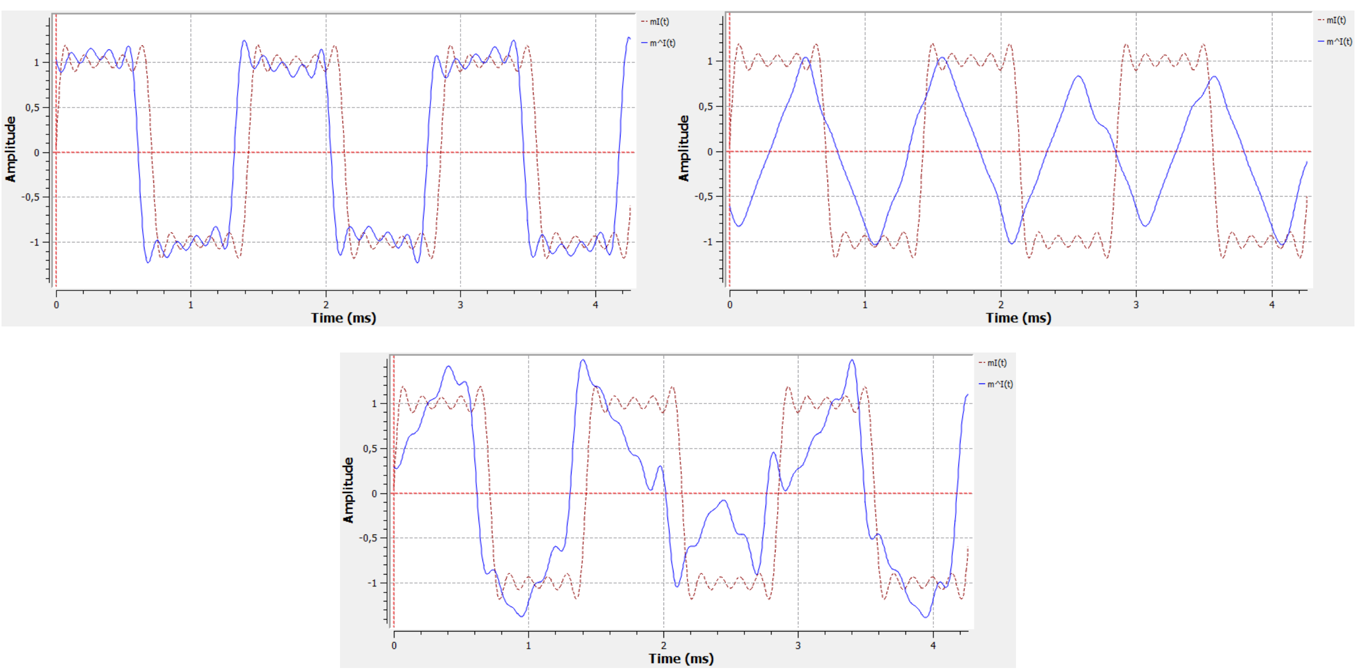


Figura 20: Resultado de $\hat{m}_Q(t)$ visto no osciloscópio com falha de sincronismo de frequência em 3 momentos diferentes