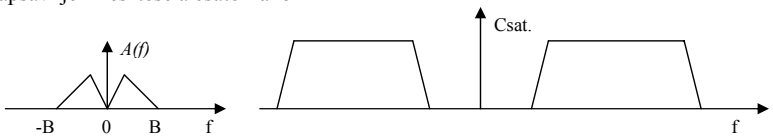
Analóg modulációs eljárások

Moduláció: Frekvencia transzpozíció (A spektrum áthelyezése más sávba)

Motiváció:
1. Az alapsávi jel illesztése a csatornához



2. A csatorna többszörös kihasználása: multiplexálás (FDM Frequency Devision Multiplex)



3. Antenna méret (h) → kisugározhatóság: $h \approx \lambda$

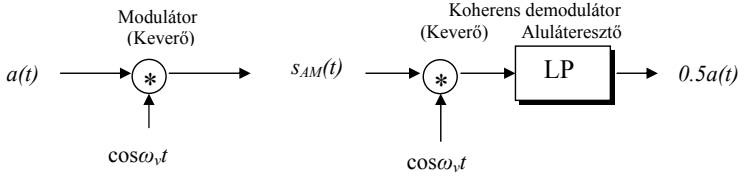
Alapsávi jel: $a(t)$ sávhatárolt [-B,+B]
Vivőhullám: $U_v \cos\omega_v t$ teljesül a: $f_v >> B$
Kisugárzott jel: $U(t)\cos\Theta(t)$
AM FM, PM (Amlitúdó, Frekvencia, Fázis Moduláció)

Amplitúdó moduláció (AM)

Elnyomott vivőjű, két oldalsávos AM: (AM DSB/SC)

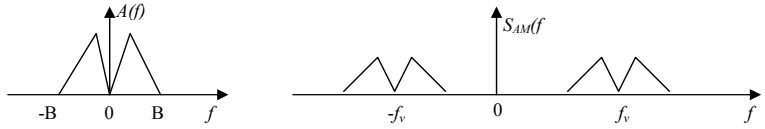
A moduláció: $s_{AM}(t) = a(t)\cos\omega_v t$

A demoduláció: $a(t)\cos\omega_v t\cos\omega_v t = \frac{a(t)}{2}(1+\cos 2\omega_v t) = \frac{a(t)}{2} + \frac{a(t)}{2}\cos 2\omega_v t$



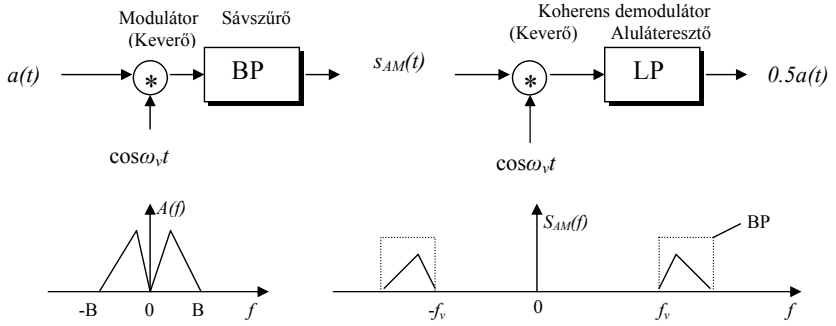
A frekvencia tartományban:

$$S_{AM}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s_{AM}(t)e^{-j\omega t}dt = \int_{-\infty}^{\infty} a(t)\frac{1}{2}\left[e^{j\omega_v t} + e^{j\omega_v t}\right]e^{-j\omega t}dt = \frac{1}{2}A(\omega-\omega_v) + \frac{1}{2}A(\omega+\omega_v)$$



Elnyomott vivőjű, egy oldalsávos AM: (AM SSB/SC)

Motiváció: A fél sávszélesség megtakarítható (Az alsó oldalsáv a felső konjugáltja)



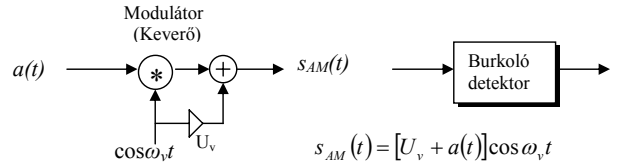
USB: Upper Side Band Felső oldalsáv LSB: Lower Side Band Alsó oldalsáv

Problémát jelent a vevőben a koherens vivőhullám előállítása. Ha a vivőhullám fázisa a vevőben nem azonos az adóéval, pld. φ-vel siet, akkor a demodulátor kimenetén:

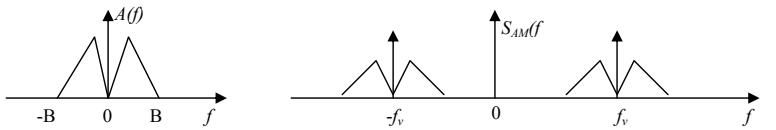
$$a(t)\cos\omega_v t\cos(\omega_v t+\varphi) = \frac{a(t)}{2}\cos\varphi + \frac{a(t)}{2}\cos(2\omega_v t+\varphi)$$

Ha a véletlenszerű fázis $\pi/2$ a jel eltűnik.

Két oldalsávos AM: (AM DSB)



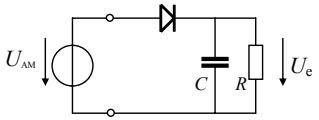
$$s_{AM}(t) = [U_v + a(t)]\cos\omega_v t \qquad U_v > |a(t)|$$



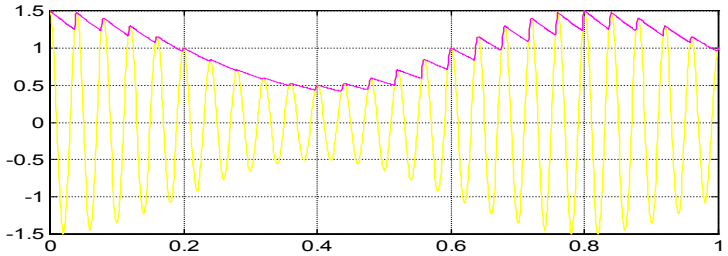
A burkoló detektor

Legyen az AM-DSB jel: $U_{AM} = [U_c + U_m \cos(\omega_m t)]\cos(\omega_c t)$

Vezessük rá ezt a jelet egy ideális burkoló detektor áramkörre! (A generátor és a dióda belső ellenállása zérus.)



Azokban az időpillanatokban, amikor $U_{AM}(t) \geq U_e(t)$, akkor a dióda kinyit és a kondenzátor feltöltődik $U_{AM}(t)$ értékre. Amikor $U_{AM}(t) < U_e(t)$ a dióda lezár, a kondenzátor feszültsége az RC tag időállandója szerint exponeniálisan csökken. A csökkenés addig tart, amíg a dióda újra ki nem nyit.



Ha az időállandó túlságosan nagy (az exponenciális lecsengés lassú), akkor a kimenő jel nem tudja követni a modulált jel burkolóját. Ha túlságosan kicsi, akkor a járulékos „fűrész" jel lesz viszonylag nagy. A helyes érték az U_m/U_c modulációs mélység és az ω_m/ω_c viszony ismeretében méretezhető.

A kvadratura amplitúdó moduláció (QAM)

Legyen $i_1(t)$ és $q_1(t)$ két valós, az ω_h frekvenciára nézve sávhatárolt jel, melynek spektrumai $I_1(\omega)$ és $Q_1(\omega)$. (Sávhatárolt: $I_1(\omega) = Q_1(\omega) = 0$ ha $|\omega| > \omega_h$.)

(Az *i* jelet az azonos fázisú (in-phase), a *q* jelet a kvadratúra (quadrature-phase) jelnek szokás nevezni).

A modulátor kimenő jele:

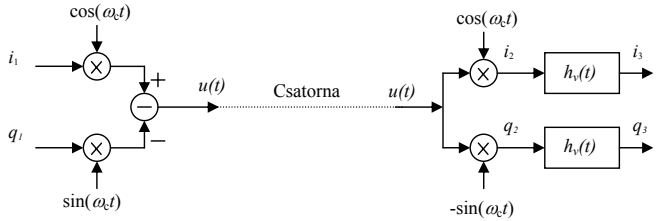
$$u(t) = i_1(t)\cos\omega_c t - q_1(t)\sin\omega_c t \qquad (9.48.)$$

ahol a vivőhullám (carrier) frekvenciája : $\omega_c >> \omega_h$

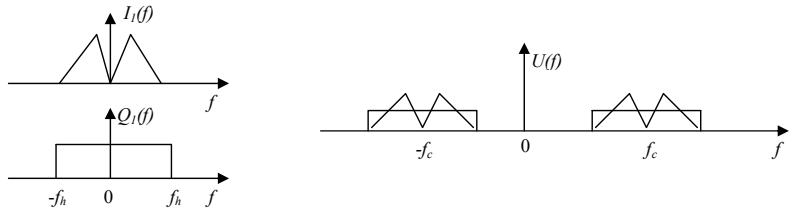
A frekvencia tartományban (a 8.48. alapján) :

$$U(\omega) = \frac{1}{2}[I_1(\omega-\omega_c) + I_1(\omega+\omega_c)] + j\frac{1}{2}[Q_1(\omega-\omega_c) - Q_1(\omega+\omega_c)] =$$
$$= \frac{1}{2}[I_1(\omega-\omega_c) + jQ_1(\omega-\omega_c)] + \frac{1}{2}[I_1(\omega+\omega_c) - jQ_1(\omega+\omega_c)] \qquad (9.49.)$$

A kvadratúra modulátor/ demodulátor



Vegyük észre, hogy az elvileg független $i_1(t)$ és $q_1(t)$ jel spektruma a keverés után ugyanazt a frekvenciasávot foglalja el ($\omega_c \pm \omega_h$ és $-\omega_c \pm \omega_h$).



A demoduátorban először a koherens, kétfázisú oszcillátor jelével alapsávba keverünk:

$$i_2(t) = u(t)\cos\omega_c t = i_1(t)\cos^2\omega_c t - q_1(t)\sin\omega_c t\cos\omega_c t =$$
$$= \frac{1}{2}[i_1(t) + i_1(t)\cos 2\omega_c t - q_1(t)\sin 2\omega_c t] \qquad (9.50.)$$
$$q_2(t) = -u(t)\sin\omega_c t = q_1(t)\sin^2\omega_c t - i_1(t)\sin\omega_c t\cos\omega_c t =$$
$$= \frac{1}{2}[q_1(t) - q_1(t)\cos 2\omega_c t - i_1(t)\sin 2\omega_c t] \qquad (9.51.)$$

Második lépésben aluláteresztő szűrőkkel mindkét csatornában megszabadulunk a $2\omega_c$ frekvencia környezetében elhelyezkedő komponensektől.

Ha az aluláteresztő ideális:

$$i_3(t) = \frac{1}{2}i_1(t) \qquad \text{és} \qquad q_3(t) = \frac{1}{2}q_1(t) \qquad (9.52.)$$

Szavakban ez azt jelenti, hogy a két csatorna jelét a vevő oldalon sikerült maradéktalanul helyreállítani. A speciális demodulátor ugyanabból a frekvenciasávból mindkét jelet ki tudja nyerni. Nem ideális szűrők esetében (valóságos szűrők) a kimenő jelekben a szűrők lineáris torzítása és késleltetése érezteti a hatását.

A demodulátorban a koherens keverést tételeztünk fel, vagyis azt, hogy a vevő oldalon a kétfázisú oszcillátor azonos fázisban rezeg a modulátor oszcillátorával. Ha fázishiba van, pld ha a domodulátor oszcillátora φ szöggel siet a modulátor fázisához képest:

$$i_2(t) = u(t)\cos(\omega_c t + \varphi) \qquad \text{és} \qquad q_2(t) = -u(t)\sin(\omega_c t + \varphi) \tag{9.53.}$$

akkor a szűrés után a kimenő jelek (a levezetés mellőzésével):

$$i_3(t) = \frac{1}{2}\left[i_1(t)\cos\varphi - q_1(t)\sin\varphi\right] \tag{9.54.}$$

$$q_3(t) = \frac{1}{2}\left[q_1(t)\cos\varphi + i_1(t)\sin\varphi\right] \tag{9.55.}$$

vagyis **áthallás lép fel** a csatornák között!

Szögmodulációk

A modulált jel: $s(t) = U_v \cos\Theta(t)$

A pillanatnyi frekvencia: $\omega_p = \dfrac{d\Theta(t)}{dt}$

Fázis moduláció:(PM)

A pillanatnyi fázis: $\Theta(t) = \omega_v t + K_{PM} a(t)$ K_{PM}: arányossági tényező

Pld.: A moduláló jel szinuszos: $a(t) = U_m \cos\omega_m t$

A modulált jel:

$$s_{PM}(t) = U_v \cos\left[\omega_v t + K_{PM} U_m \cos\omega_m t\right]$$

ahol: $K_{PM}U_m$ az u.n. fázislöket.

Frekvencia moduláció:(FM)

A pillanatnyi frekvencia: $\omega_p(t) = \omega_v + K_{FM} a(t)$ K_{FM}: arányossági tényező

A pillanatnyi fázis: $\Theta(t) = \omega_v t + K_{PM}\int_0^t a(\tau)d\tau$

Pld.: A moduláló jel szinuszos: $a(t) = U_m \cos\omega_m t$

$$\Theta(t) = \omega_v t + K_{PM}\int_0^t a(\tau)d\tau = \omega_v t + K_{FM}U_m \frac{1}{\omega_m}\sin\omega_m t$$

$$\Theta(t) = \omega_v t + m_{FM}\sin\omega_m t$$

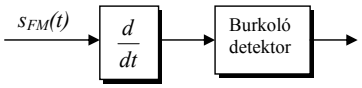
ahol: $\omega_d = K_{FM}U_m$ az u.n. frekvencia löket

$m = \dfrac{\omega_d}{\omega_m}$ az u.n. modulációs index

Az FM jel B sávszélessége:

$$\boxed{B = 2\alpha(m)f_m} \qquad \text{ahol:} \qquad \alpha(m) = \begin{cases} 1 & ha \quad m < 0.1 \\ 1 + m + \sqrt{m} & ha \quad 0.1 < m < 10 \\ m & ha \quad 10 < m \end{cases}$$

Az FM jel demodulálása:



$$s_{FM}(t) = U_v \cos\left[\omega_v t + K_{FM}\int_0^t a(\tau)d\tau\right]$$

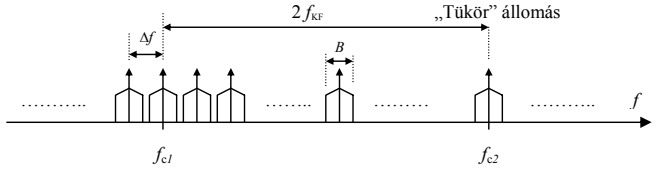
d/dt $\rightarrow$ $\quad -U_v\left[\omega_v + K_{FM}a(t)\right]\sin\left(\omega_v t + K_{FM}\int_0^t a(\tau)d\tau\right)$

ami egyben egy AM-DSM jel.

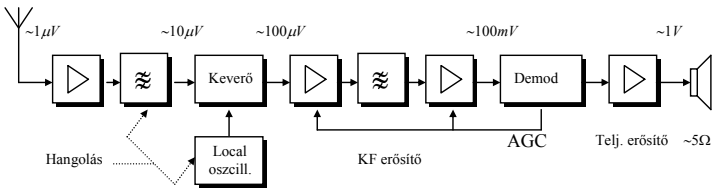
Bizonyítható, hogy FM moduláció esetén adott csatornában, adott jel-zaj viszony mellett demodulálás után jobb jel-zaj viszony érhető el mint AM modulációval. (Gondoljunk az URH sávú FM adókra)

A szuper-heterodin elvű vevőkészülék

A rádiócsatornában az egyes állomások Δf távolságban helyezkednek el.
A vevőkészülék szűrőjének már kellő csillapítást kell biztosítania a szomszéd állomás jelére (szelektivitás). Ugyanakkor ezt a szűrőt hangolni is kellene (állomás keresés).



Kellő szelektivitású, hangolható szűrőt készíteni nem tudunk. Ezért a vevőben a szűrési feladatot állandó frekvencia, az u.n. középfrekvencia (KF) környezetében végezzük el oly módon, hogy a venni kívént állomás jelét a helyi (lokális) oszcillátor jelével a KF sávjába keverjük. A keverő szorzó típusú áramkör.



A bemenő jel f_{c1} környezetében lévő spektruma áthelyeződik a keverő kimenetén az összeg és különbségi frekvenciák tartományába. A helyi oszcillátor f_{osc} frekvenciáját úgy választjuk meg, hogy pld. az $f_{osc} - f_{c1} = f_{KF}$ különbségi frekvencia a középfrekvenciával

egyezzen meg. A KF erősítő ezen frekvencia környezetében biztosítja a szelektív erősítést, míg az $f_{osc} + f_{c1} \neq f_{KF}$ összeg frekvencián nincs átvitel.

Az f_{KF} középfrekvencia viszont $f_{c2} - f_{osc} = f_{KF}$ és $f_{c3} + f_{osc} = f_{KF}$ képpen is ki tud keveredni, ami azt jelenti, hogy a készülék az f_{c2} és az f_{c3} frekvenciatartomány környezetét is erősíteni fogja. Az itt elhelyezkedő állomás az u.n. tükör állomás. A bemeneti fokozat hangolható szűrője ennek az állomásnak az elnyomását szolgálja. A bemeneti szűrőnek tehát csak a $2 f_{KF}$ frekvencia-távolságra lévő tükör adóra nézve kell megfelelő elnyomást (csillapítást) biztosítani (és nem a szomszédos állomásra!). Ilyen szűrőt hangolható kivitelben már meg tudunk valósítani.

Ha nagy KF frekvenciát választunk, a bemeneti szűrő feladatát könnyítjük meg, de a KF szűrő megvalósítása lesz nehezebb (kisebb lesz a relatív sávszélesség, ami a fokszámot határozza meg).

Ennek a dilemmának a feloldására néha kétszeres transzponálást használunk, melynél az első KF a nagyobb, (a tükör állomások távolabb vannak, egyszerű a bemeneti szűrő) a második KF a kisebb frekvenciájú (ahol a szelektivitás a szomszédos adókra nézve könnyebben biztosítható).

Az automatikus erősítés szabályozás (AGC) biztosítja, hogy különböző térerejű állomások azonos hangerével szólalnak meg.

Közép- és rövidhullámon a KF frekvencia 455 kHz (AM adások), URH-n a KF 10.7MHz (FM műsorszórás).