الفصل الثاني عشر

تحليل أنظمة الاتصالات

(١٢.١) المقدمة والأهداف

يعتمد الاقتصاد العالمي، والتفاعل بين الحكومات والأفراد على أنظمة الاتصالات وهذا الاعتماد يصبح أقوى مع مرور الزمن. تشتمل هذه الأنظمة على شبكة التليفونات، وشبكات الحاسب بدءا من الشبكات المحلية إلى شبكة الإنترنت العالمية Web ، وخدمات الراديو والتليفزيون الخاصة والعامة.

في العادة تكون طرق تحليل فورير هي المفضلة في تحليل أنظمة الاتصالات. العديد من هذه الأنظمة تكون موجات حاملة جيبية يتم تعديلها عن طريق إشارات المعلومات. تعمل الموجات الحاملة باستمرار على فترات مستمرة وطويلة من الزمن وفي العادة تكون موجات جيبية. لذلك فإن الموجات الحاملة المعدلة وغير المعدلة يمكن وصفها بكفاءة باستخدام تحويلات فورير. تستخدم بعض الأنظمة الموجات الحاملة التي تكون دورية ولكنها غير جيبية. حتى هذه يمكن التعبير عنها أيضاً بكفاءة عن طريق تحويلات فورير.

أهداف الفصل

١- لنتعلم كيف أن التعدد الترددي frequency multiplexing يمكنه أن يسمح باستخدام العديد من قنوات الاتصال التي تعمل في الوقت نفسه بدون التداخل بين بعضها بعضاً.

٢- لنستكشف أكثر أنواع التعديل والكشف (عكس التعديل) المقداري مع الموجة الحاملة شيوعاً ونفهم مميزاتها وعيوبها.

٣- لنتعلم المفاهيم الأساسية المستخدمة في التعديل الزاوي.

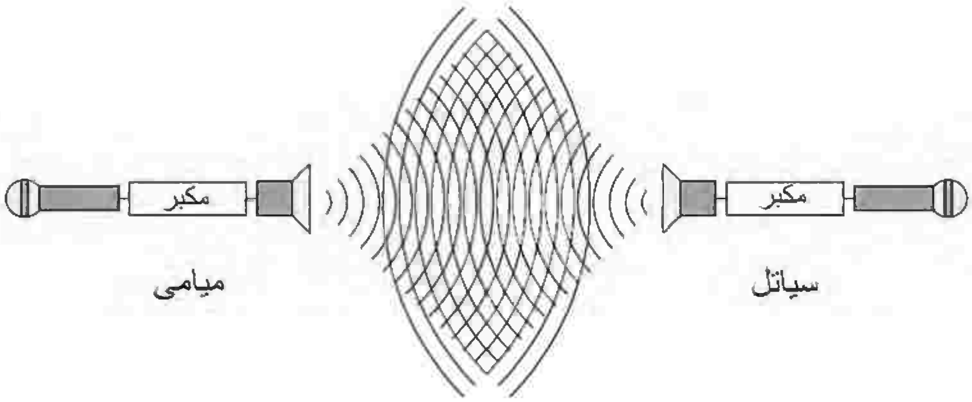
٤- لننشر مفاهيم التعديل والكشف المستمر زمنياً إلى التعديل والكشف المتقطع زمنياً.

(١٢.٢) أنظمة الاتصالات المستمرة زمنياً

الحاجة لأنظمة الاتصالات

واحد من أهم تطبيقات تحويل فورير هو في تحليل وتصميم أنظمة الاتصالات. سنعرض هذا المفهوم عن طريق تحليل تشغيل مرسل ومستقبل راديو. لماذا نحتاج الراديو ؟ إنها تحل مشكلة الاتصالات بين الناس المتباعدين جداً عن بعضهم بعضاً لكي يتواصلوا مباشرة عبر الصوت. هناك بالطبع العديد من الاتصالات عن بعد. هذه الاتصالات من الممكن أن تكون في اتجاه واحد مثل الراديو والتليفزيون، أو في اتجاهين مثل التليفونات، أو راديو الهواة، أو الإنترنت وهكذا. هذه المعلومات المنقولة من الممكن أن تكون صوتاً، أو بيانات، أو صور. هذه الاتصالات من الممكن أن تكون في الزمن الحقيقي أو متأخرة.

عندما يكون شخصين على بعد القليل من الأمتار من بعضهما بعضاً فإنهما يستطيعان التواصل صوتياً ببساطة عن طريق الكلام المباشر مع بعضهما بعضاً بدون أي مساعدة تكنولوجية. إذا امتدت المسافة بين الشخصين إلى العشرات من الأمتار، فإنهما قد يحتاجان إلى الصياح وربما استخدام بوق. عندما تصل المسافة بينهما إلى مئات الأمتار فإنه لا بد من تكبير فعال لكي يتم التواصل الصوتي. لكي نتوسع في هذا التفكير إلى مداه، سنفترض أن شخصا كان في ميامي وآخر في سياتل وكل منهما يريد أن يتخاطب مع الآخر. يمكننا نظريا أن نستخدم المكبرات ومضخمات الصوت لزيادة الطاقة الصوتية ولكن نتيجة أن الطاقة الصوتية تتلاشى بسرعة مع زيادة المسافة فإننا بالتأكيد سنحتاج إلى نظام قوي فلكي يمكن من خلاله سماع الصوت عبر هذه المسافة كما في شكل (١٢.١).



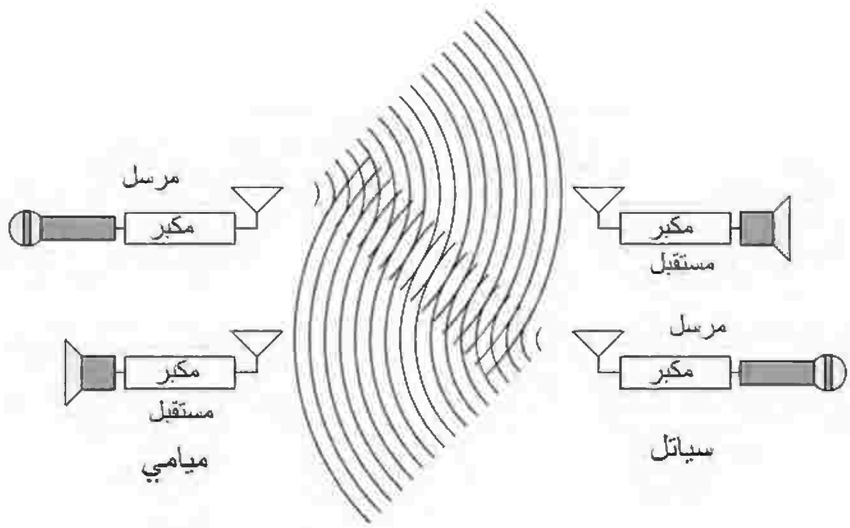
شكل رقم (١٢.١) نظام بدائي للاتصالات.

إذا أمكن سماع الصوت من ميامي إلى سياتل والعكس، مع تكبير صوتي، فإنه قد يكون هناك بعض الشكاوى من الناس في أورلاندو وأسبو، كان من الضوضاء. (لن يكون هناك شكاوى من الناس في ميامي وسياتل لأن الناس قد يكونون قتلوا بسبب الطاقة الصوتية). أيضاً، إذا كانت الاتصالات في الاتجاهين، وبمعلومية سرعة

الصوت في الهواء، فإن الشخص الذي في سياتل سيكون عليه الانتظار ٨ ساعات لكي يستمع إلى الإجابة عن سؤال يكون قد سأله للشخص الذي في ميامي. إذا افترضنا أن ملايين الناس في أمريكا سيتكلمون في الوقت نفسه مع ما يصاحب ذلك من فقد للخصوصية فإننا سنعلم أن مثل هذا النظام سيكون غير مريح على الإطلاق وممل.

أحد الحلول الجيدة للعديد من مثل هذه المشاكل هو استخدام انتشار الطاقة الكهرومغناطيسية لتحمل الرسائل بين الأماكن الكثيرة التباعد. إن سرعة هذه الطاقة أسرع بكثير من سرعة الصوت وبالتالي فإن ذلك سيحل مشكلة التأخير الزمني، ولكن سيصبح لدينا الآن بعض المشاكل الأخرى التي نحتاج لحلها. كيف سنحمل الرسالة الصوتية على الإشارة الكهرومغناطيسية حتى تستطيع الانتشار معها بسرعة انتشار الموجة الكهرومغناطيسية (التي تساوي سرعة الصوت)؟. من الأفكار البسيطة لذلك استخدام ميكروفون، ومكبر، وهوائي، لتحويل الطاقة الصوتية إلى طاقة كهرومغناطيسية كما في شكل (١٢.٢). أي هوائي استقبال عند الطرف الآخر سيقوم بتجميع بعض الطاقة الكهرومغناطيسية المرسلة بحيث يمكن باستخدام مكبر وسماعة تحويل الطاقة الكهرومغناطيسية إلى طاقة صوتية.

هناك مشكلتان كبيرتان تصاحبان مثل هذه الفكرة البسيطة. أولاً: الطيف الترددي للإشارة الصوتية يكون معظمه في المدى 30Hz حتى 300Hz، وحتى البرامج الموسيقية لا تمتد كثيراً بعد الـ 10kHz. لتصميم هوائي يعمل في هذا المجال سيكون طويلاً جداً (ربما يبلغ العديد من الأميال). أيضاً، فإن تغير التردد على مدى 10:1 حتى 1000:1 ربما يعني أن الإشارة سيتم تشويهها نتيجة تغير كفاءة الهوائي مع هذا المدى من التردد. ربما سنحتاج أن نبنى هوائياً طويلاً جداً أو أننا نختار التعايش مع هوائي غير كفء. ولكن المشكلة الثانية تكون هي الأكثر أهمية.



شكل رقم (١٢.٢) نظام اتصالات باستخدام التحويل المباشر من طاقة صوتية إلى كهرومغناطيسية، والعكس.

عن افتراض أن العديد من الناس قد يحتاجون إلى الحديث في الوقت نفسه (وهذا افتراض جيد)، فإنه بعد تحويل الطاقة إلى الطاقة الصوتية مرة أخرى، فإنه ستظل مشكلة سماع كل الناس يتكلمون في الوقت نفسه قائمة لأن كلهم يقومون بعملية الإرسال في الوقت نفس. تخيل أنك أنت وشخص آخر هما الشخصان الموجودان فقط في مطعم كبير وأنكما تجلسان في ركنين متقابلين. إذا أردت التخاطب مع هذا الشخص، فإنه عليك أن ترفع صوتك قليلاً ولكن ذلك لن يكون صعباً. الآن تخيل أن المطعم كان مملوءاً بالزبائن، وأن عليك أن تتخاطب مع نفس الشخص، في هذه الحالة سيكون الأمر صعبا جداً نتيجة هذه الأصوات من كل الزبائن الذين يتكلمون في الوقت نفس. إن هذه هي المشكلة التي تحدث عندما نحاول إرسال إشارات عديدة في عرض المجال نفسه وفي الوقت نفسه.

التعدد الترددي

لقد حلت أنظمة التليفونات القياسية مشكلة فصل الإشارات عن طريق تحديد أو حصر الطاقة الكهرومغناطيسية لكل إشارة لواحد من الكابلات، وهذا الكابل إما أن يكون سلكياً أو شعيرة ضوئية. لقد تم فصل الإشارات مساحياً عن طريق تخصيص وصلة مباشرة بين كل اثنين من المتصلين. ولكن مع التليفونات الخلوية اللاسلكية الحديثة فقد أصبح هذا الحل غير مناسب؛ لأن الطاقة الكهرومغناطيسية أصبحت غير محددة على مسار معين بين سماعة التليفون وأقرب هوائي خلوي. حل آخر من الممكن أن يكون هو تخصيص مجموعة من الفترات الزمنية لكل مرسل وفي هذه الفترات يمنع جميع المرسلين الآخرين من عملية الإرسال. بعد ذلك. لاستقبال الرسالة الصحيحة، فإن المستقبل يجب أن يكون متزامناً مع فترات الإرسال (مع أخذ التأخير نتيجة الانتشار الموجي في الحسبان). هذا الحل يسمى التعدد الزمني time multiplexing. التعدد الزمني يتم استخدامه بكثافة في أنظمة التليفونات حيث تكون الإشارة محددة على كابلات أو في المساحات الخلوية المحلية حيث تستطيع شركة التليفونات أن تتحكم في كل عمليات التزامن وهذه الفترات الزمنية يمكن أن تكون صغيرة جداً بحيث لا يمكن ملاحظتها عن طريق مستخدمي النظام. على الرغم من ذلك فإن نظام التعدد الزمني له بعض المشاكل في أنظمة الاتصالات الأخرى.

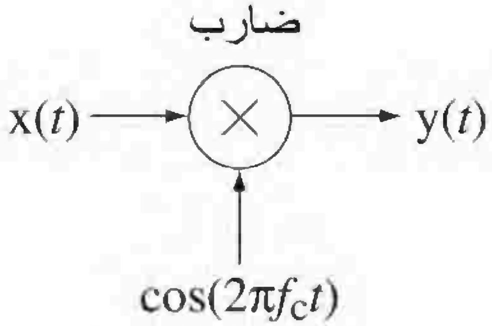
إذا كانت الموجة الكهرومغناطيسية ستنتشر في الفضاء الحر، مع العديد من المرسلات والمستقبلات المستقلة التي يشتمل عليها نظام اتصالات قومي عالمي، فإن التعدد الزمني يصبح غير ممكن عملياً. هناك حل أفضل من ذلك، ومن السهل فهمه عن طريق تحويل فورير، هذا الحل يسمى التعدد الترددي frequency multiplexing وهو يعتمد على طريقة أو تقنية تسمى تقنية أو طريقة التعديل.

التعديل وفك التعديل التماثلي

تعديل المقدار

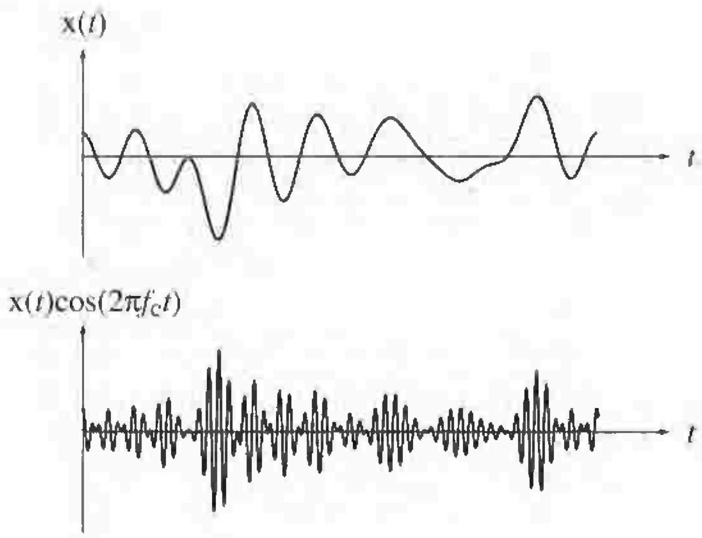
التعديل المقداري ذي الجانبين مع قمع الموجة الحاملة

افترض الإشارة x(t) هي إشارة المعلومات المطلوب إرسالها. إذا قمنا بضرب هذه الإشارة في موجة جيبية كما هو موضح في شكل (١٢.٣) فإننا سنحصل على إشارة جديدة y(t)، تمثل حاصل ضرب الإشارة الأصلية والموجة الجيبية.



شكل رقم (١٢.٣) ضارب تناظري يعمل كمعدل للإشارة.

بلغة أنظمة الاتصالات، فإن الإشارة x(t) تعدل الموجة الحاملة cos(2πf_ct). في هذه الحالة، فإن هذا النوع من التعديل يسمى تعديل المقدار amplitude modulation ؛ لأن مقدار الموجة الحاملة يتم تعديله بمستوى الإشارة x(t) كما في شكل (١٢.٤).



شكل رقم (١٢.٤) الإشارة المعدلة x(t) والموجة الحاملة التي تم تعديلها y(t)=x(t)cos(2πfct) .

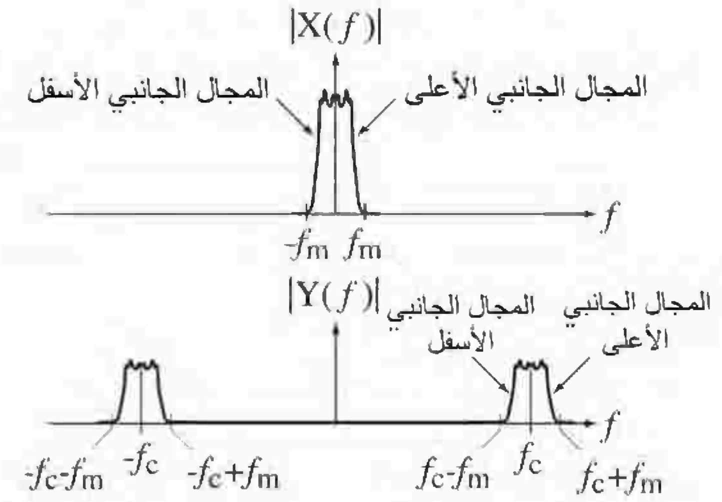
خرج عملية التعديل هو $y(t)=x(t)\cos(2\pi f_c t)$. بإجراء تحويل فورير على طرفي هذه المعادلة نحصل على:

$$Y(f) = X(f) * (1/2)[\delta(f - f_c) + \delta(f + f_c)]$$

أو:

$$Y(f) = (1/2)[X(f - f_c) + X(f + f_c)]$$

هذا النوع من التعديل يكون تأثيره ببساطة هو إزاحة طيف الإشارة المعدلة بعد وقبل الموجة الحاملة f_c في المجال الترددي كما في شكل (١٢.٥). لذلك فإن العملية التي بدت مركبة في النطاق الزمني أصبحت تبدو واضحة وبسيطة في النطاق الترددي، وهذه أحد مميزات التحليل في النطاق الترددي. هذا النوع من التعديل المقداري يسمى التعديل ذا الجانبين مع قمع الموجة الحاملة double sideband suppressed carrier, DSBSC وهو الأبسط في التحليل الحسابي. الجانبان أو النطاقان هما جزءا إشارة المعلومات في الطيف الترددي. في عملية التعديل يتم نقل أو تحويل مجال هذه الإشارة إلى جانبين أو نطاقين فوق وتحت التردد $\pm f_c$. أما عبارة قمع الموجة الحاملة فنقصد بها حقيقة أنه لا يوجد موجة حاملة في طيف الإشارة التي تم تعديلها.



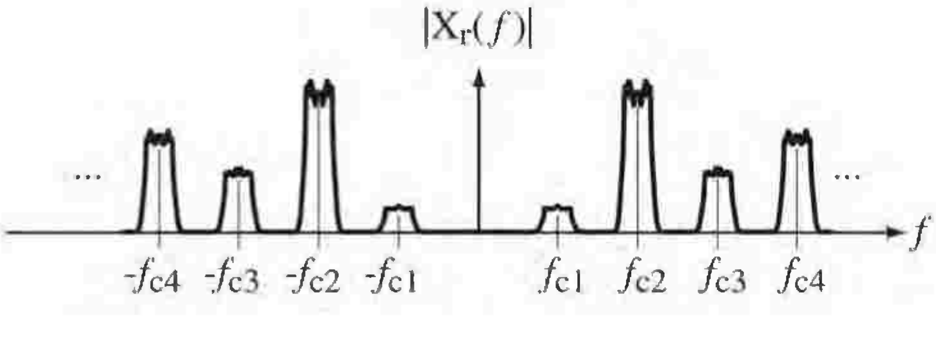
شكل رقم (١٢.٥) الإشارة المعدلة والموجة الحاملة المتعدلة في النطاق الترددي.

نظرية نظم الاتصالات تفرق بين نوعين شائعين من تراسل الإشارات هما: مجال القاعدة baseband أو تردد الراديو radio frequency, RF، ومجال المرور أو السماح passband. إشارة مجال القاعدة يكون لها طيف ترددي (فورير) يمتد من التردد صفر حتى تردد منخفض نسبيا. إشارة تردد الراديو RF تتولد عن طريق تعديل موجة حامل عالية التردد بإشارة مجال القاعدة. في مثالنا السابق تمثل الإشارة x(t) إشارة مجال أو نطاق القاعدة وتمثل الإشارة y(t) إشارة تردد الراديو RF.

تعديل DSBSC لا يستخدم عملياً كثيراً، وعلى الرغم من ذلك، فإن فهم هذه الطريقة من التعديل يكون مهماً جداً لفهم الطرق الأكثر شيوعاً من طرق التعديل، ولذلك فهي تعتبر نقطة بداية جيدة. لقد حققنا حتى الآن هدفاً واحداً وهو أن طيف الإشارة الأصلية، الذي يبدأ في نطاق الترددات المنخفضة، قد تمت إزاحته إلى نطاق جديد يمكن وضعه عند أي وضع نريده عن طريق اختيار تردد الموجة الحاملة.

إن حل مشكلة أن كل واحد كان يتكلم في النطاق الترددي نفسه أصبح عن طريق أن كل واحد من المتكلمين يستخدم نطاقاً ترددياً مختلفاً عن الآخر باستخدام موجة حاملة مختلفة. افترض حالة التعديل المقداري AM في الإذاعة. هناك العديد من محطات الإرسال الموجودة في أي منطقة جغرافية والتي تذيع كلها في الوقت نفسه. كل محطة أو كل إذاعة مخصص لها مجال ترددي تقوم بالإذاعة فيه. كل مجال أو كل نطاق من هذه النطاقات يكون عرضه حوالي 20kHz. ولذلك فإن محطة الراديو تقوم بتعديل موجة حاملة عن طريق إشارة البرامج الخاصة بها (إشارة نطاق القاعدة). تكون الموجة الحاملة في مركز النطاق الترددي الخاص بهذه المحطة. بذلك تقوم الموجة الحاملة المتعدلة بتشغيل المرسل. إذا كان عرض المجال الخاص بإشارة نطاق القاعدة أقل من 10kHz، فإن إشارة برامج المحطة ستقع بالكامل في النطاق الترددي المخصص لهذه المحطة. في الجانب الآخر على المستقبل أن يختار محطة واحدة ليستمع إليها ويهمل كل المحطات الأخرى. الهوائي عند المستقبل يستقبل الطاقة القادمة من محطات الإزاعة ويحولها إلى فرق جهد عند طرفيه. ولذلك فإن المستقبل يقوم في الحقيقة باختيار أحد النطاقات الترددية الخاصة بواحدة من المحطات ليستمع إليها ويهمل كل المحطات الأخرى.

هناك العديد من الطرق لاختيار إحدى المحطات للاستماع إليها. ولكن أكثر هذه الطرق شيوعاً هي استخدام فكرة التعديل مرة أخرى، ولكن في هذه الحالة، فإن هذه العملية تسمى فك التعديل أو الكشف demodulation حيث أننا نقوم باستخلاص إشارة مجال القاعدة مرة أخرى. افترض أن الإشارة المستقبلة عند خرج هوائي المستقبل هي $x_r(t)$ التي تحتوي العديد من محطات الإذاعة في هذا النطاق الجغرافي وأن طيف إشارة الهوائي ستكون كما هو موضح في شكل (١٢.٦).



شكل رقم (١٢.٦) طيف الإشارة المستقبلة عن طربق هوائي المستقبل.

افترض أن المحطة التي نريد سماعها هي المحطة المتمركزة عند f_{c3}. إذا ضربنا إشارة الهوائي في موجة جيبية عند هذا التردد فإننا سنحصل على الإشارة المستخلصة $y_r(t)$ كما يلي :

$$y_r(t) = X_r(t)cos(2\pi f_c t) = A\begin{bmatrix} X_1(t)cos(2\pi f_{c1}t) + X_2(t)cos(2\pi f_{c2}t) \\ + \cdots + X_N(t)cos(2\pi f_{cN}t) \end{bmatrix} cos(2\pi f_{c3}t)$$

أو :

$$y_r(t) = A\sum_{k=1}^{N} X_k(t)cos(2\pi f_{ck}t)\, cos(2\pi f_{c3}t)$$

يمكن كتابة هذه المعادلة في النطاق الترددي كما يلي :

$$Y_r(f) = A\left\{\sum_{k=1}^{N} X_k(f) * \frac{1}{2}[\delta(f - f_{ck}) + \delta(f + f_{ck})]\right\} * \frac{1}{2}[\delta(f - f_{c3}) + \delta(f + f_{c3})]$$

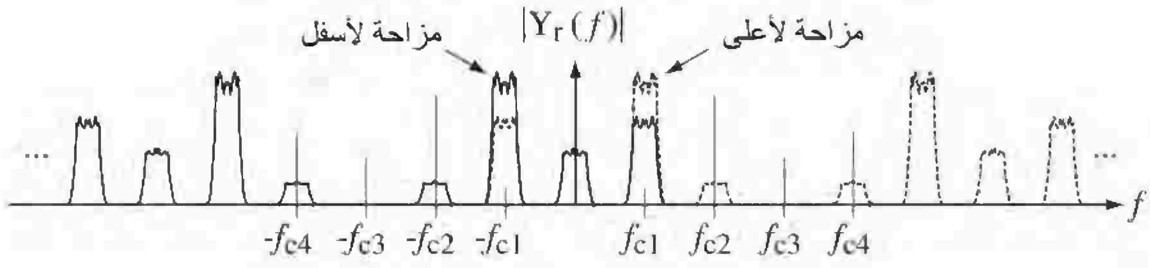
أو :

$$Y_r(f) = \frac{A}{4}\sum_{k=1}^{N} X_k(f) * \begin{bmatrix} \delta(f - f_{c3} - f_{ck}) + \delta(f + f_{c3} - f_{ck}) \\ +\delta(f - f_{c3} + f_{ck}) + \delta(f + f_{c3} + f_{ck}) \end{bmatrix}$$

أو :

$$Y_r(f) = \frac{A}{4}\sum_{k=1}^{N} \begin{bmatrix} X_k(f - f_{c3} - f_{ck}) + X_k(f + f_{c3} - f_{ck}) \\ +X_k(f - f_{c3} + f_{ck}) + X_k(f + f_{c3} + f_{ck}) \end{bmatrix}$$

هذه النتيجة تبدو لأول نظرة معقدة ولكنها غير ذلك. للمرة الثانية ، ما حدث هو إزاحة للإشارة المستقبلة فوق وتحت في النطاق الترددي والجمع كما هو موضح في شكل (١٢.٧).



شكل رقم (١٢.٧) إشارة المستقبل بعد عملية فك التعديل أو الكشف

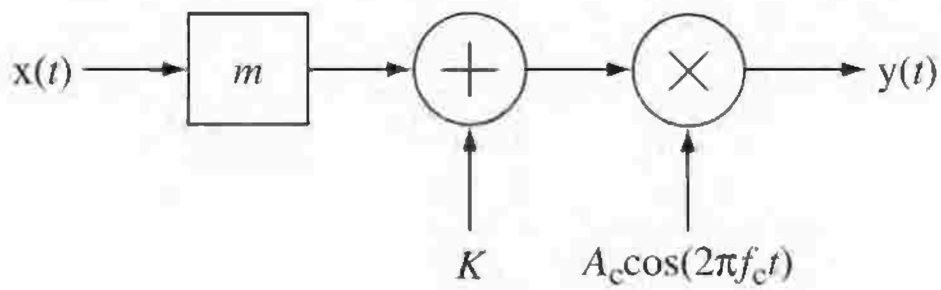
لاحظ أن طيف المعلومات الذي كان متمركزاً عند f_{c3} قد أزيح لأعلى ولأسفل وأصبح الآن متمركزا عند الصفر (وأيضاً عند $\pm f_{c3}$). يمكننا الآن استرجاع الإشارة الأصلية التي تمت إزاحتها عند المرسل إلى النطاق f_{c3} باستخدام مرشح منفذ للترددات المنخفضة يسمح بتمرير طاقة الإشارة التي تقع في نطاق المعلومات المطلوبة ، والتي أصبحت متمركزة الآن عند التردد صفر. إن ذلك ليس بالضبط هو كيفية عمل مستقبل الـ AM ، ولكن العديد من هذه العمليات يتم استخدامها. عملية فك التعديل أوالكشف هذه تعتبر مثالاً جيداً على مميزات استخدام طرق التحويل التي تحتوي على الترددات السالبة. في هذه الحالة بعض القمم الطيفية تتم إزاحتها من الترددات السالبة إلى الموجبة والعكس وتوضح مباشرة الإشارة المستخلصة الصحيحة.

مشكلة وحيدة تصاحب هذه الطريقة هي أن الموجة الجيبية f_{c3} المستخدمة في عملية فك التعديل أو الكشف، والتي يتم الحصول عليها باستخدام ما يسمى المذبذب الموضعي local oscillator عند المستقبل، لا يجب أن تكون فقط مساوية تماما لـ f_{c3} الصحيحة ولكنها يجب أن تكون لها نفس الزاوية أو الطور مثل الموجة الحاملة المستقبلة تماماً حتى تكون عملية الاستخلاص جيدة. إذا حدث تغير طفيف أو إزاحة طفيفة في تردد المذبذب الموضعي فإن نظام الاستقبال لن يعمل كما يجب. هناك نغمة أو صفارة مزعجة تسمى تردد الفرق سيتم سماعها كلما كان هناك إزاحة في التردد الصحيح للمذبذب الموضعي. هذا التردد الفرقي هو الفرق بين تردد الموجة الحاملة وتردد المذبذب الموضعي. لذلك فإنه لكي يعمل هذا النظام بصورة جيدة فإن تردد المذبذب الموضعي وطوره يجب أن تتساويا تماماً مع تردد وطور الموجة الحاملة. إن ذلك يتم تحقيقه عادة باستخدام ما يسمى بحلقة حصر الطور phase locked loop. هذا النوع من الاستخلاص يسمى الاستخلاص المتزامن؛ لأن كل من الموجة الحاملة والمذبذب الموضعي يجب أن يكونا عند الطور نفسه ، أي متزامنين.

إننا نستخدم كلمة ضبط أو تنغيم جهاز الراديو لاختيار المحطة المطلوبة. عندما نتناغم مع محطة فإننا ببساطة نغير من تردد المذبذب الموضعي في جهاز الاستقبال لجعل واحدة من المحطات المختلفة متمركزة عند الصفر (عند مجال القاعدة). كما سنرى في الجزء التالي، هناك طرق أبسط وأكثر اقتصادية لإجراء عملية الاستخلاص المستخدمة في العديد من أجهزة استقبال AM القياسية.

التعديل ثنائي المجال مع إرسال الموجة الحاملة

كما ذكرنا في الجزء السابق، فإن التعديل مزدوج المجال مع قمع الموجة الحاملة لا يستخدم بكثرة. هناك طريقة للتعديل تستخدم بكثرة وهي طريقة التعديل المزدوج المجال مع إرسال الموجة الحاملة double sided transmitted carrier, DSBTC. تستخدم هذه الطريقة عن طريق أجهزة تراسل الراديو AM التجارية وفي معظم أجهزة إرسال الموجة القصيرة الدولية. هذه الطريقة تشبه كثيراً طريقة DSBSC، الفرق الوحيد بينهما هو في ضرب إشارة التعديل في معامل m وإضافة قيمة ثابتة K على الإشارة x(t) قبل عملية التعديل كما في شكل (١٢.٨).



شكل رقم (١٢.٨) التعديل مزدوج المجال مع إرسال الموجة الحاملة.

الثابت K هو رقم موجب يتم اختياره ليكون كبيراً بدرجة كافية بحيث عند إضافته على الكمية mx(t)، فإن المجموع لن يكون سالباً على الإطلاق. في هذه الطريقة تسمى m معامل التعديل أو مؤشر التعديل. (لمعظم إشارات التعديل إذا كان أكبر مقدار سالب هو K–، فإن أكبر مقدار موجب سيكون تقريبا K+). إشارة الخرج من هذا النظام للتعديل ستكون كما يلي وكما هو مبين في شكل (١٢.٩):

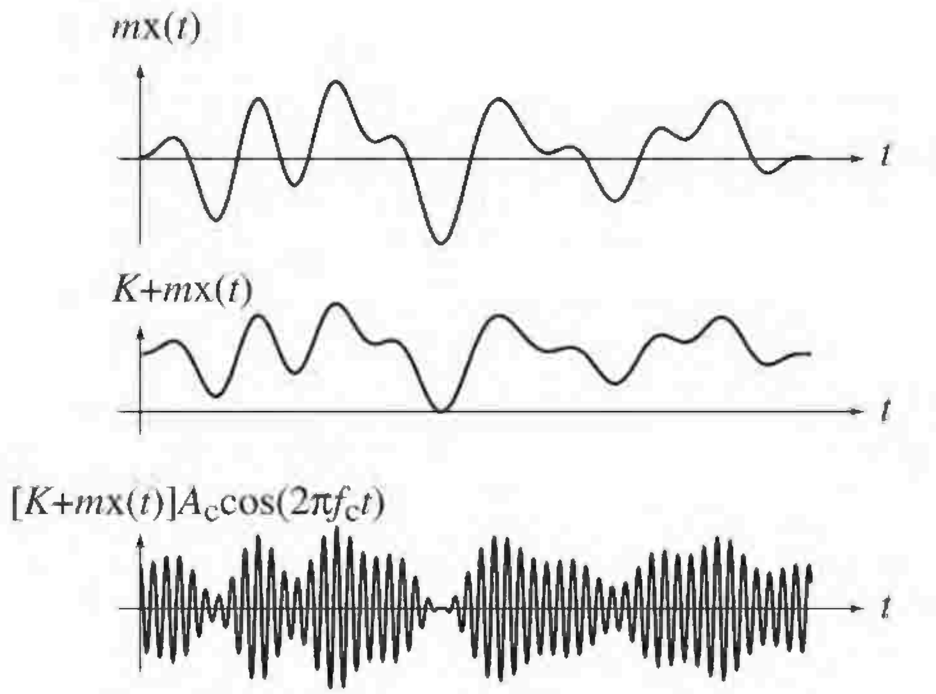
$$y(t) = [k + mx(t)]A_c\cos(2\pi f_c t)$$ المعادلة رقم (١٢.١)

بإجراء تحويل فورير للمعادلة (١٢.١) نحصل على:

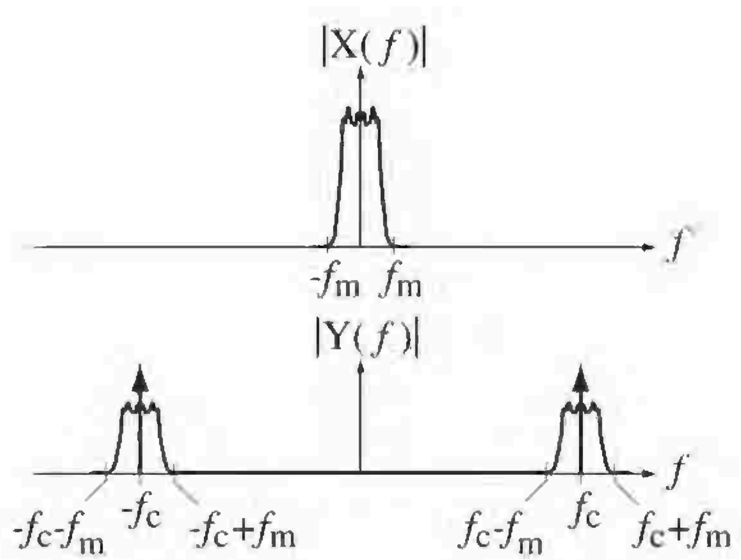
$$Y(f) = [K\delta(f) + mX(f)] * (A_c/2)[\delta(f - f_c) + \delta(f + f_c)]$$

أو وكما في شكل (١٢.١٠):

$$Y(f) = (KA_c/2)\{[\delta(f - f_c) + \delta(f + f_c)] + m[X(f - f_c) + X(f + f_c)]\}$$

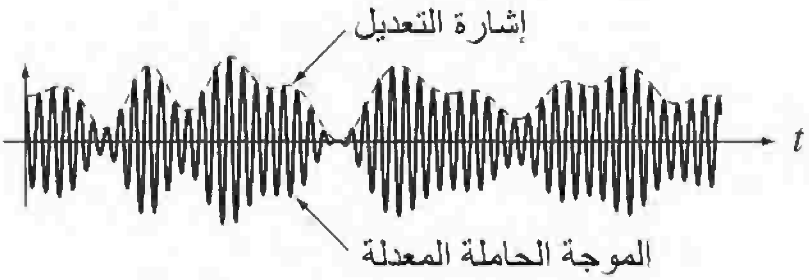


شكل رقم (١٢.٩) نظام تعديل DSBTC والموجة الحاملة المتعدلة.

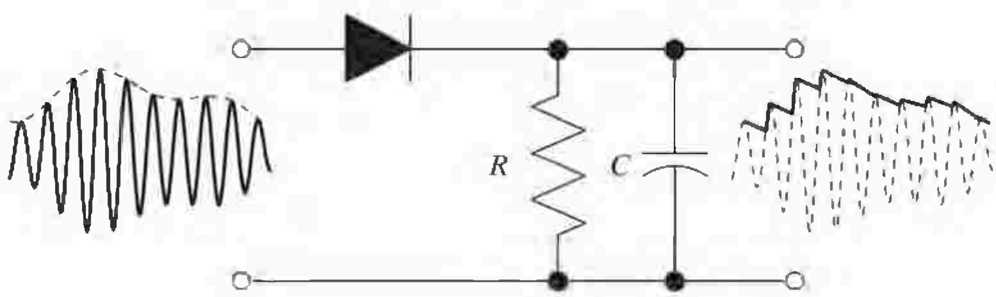


شكل رقم (١٢.١٠) طيف إشارة مجال القاعدة وإشارة DSBTC

بالنظر إلى الطيف الموجود في شكل (١٢.١٠) يمكننا أن نرى من أين أتى الإسم "مع إرسال الموجة الحاملة" حيث نلاحظ أن هناك صدمة عند تردد الموجة الحاملة مما يعني وجود هذه الموجة حيث لم تكن موجودة أصلا في تعديل DSBSC. من الطبيعي أن نتعجب لماذا تستخدم هذه الطريقة من التعديل بكثرة عن الطريقة السابقة، مع العلم أنها تتطلب بناء نظام أكثر تعقيداً. السبب وراء ذلك هو أنه على الرغم من أن طريقة DSBTC في التعديل تكون أكثر تعقيداً من طريقة DSBSC، فإن استخلاص الإشارة من ال DSBTC يكون أكثر بساطة من استخلاصها من DSBSC. لكل محطة راديو تجارية من النوع AM يوجد هناك جهاز إرسال واحد يقوم بتعديل الموجة الحاملة باستخدام إشارة مجال القاعدة، والآلاف بل الملايين من أجهزة الاستقبال تقوم باستخلاص الإشارة من إشارة الموجة الحاملة المتعدلة. استخلاص DSBTC يكون أبسط كثيراً باستخدام دائرة تسمى كاشف الغلاف envelop detector، وطريقة عمل هذه الدائرة يمكن فهمها من النطاق الزمني. في تعديل DSBTC، تكون الموجة الحاملة متتبعة لشكل إشارة مجال القاعدة مع القمم الموجبة (والسالبة) لتذبذب الموجة الحاملة كما في شكل (١٢.١١). دائرة الكشف عن الغلاف هي دائرة تقوم باستشعار وتتبع قمم المجة الحاملة المتعدلة، وبالتالي تعطي شكل إشارة مجال القاعدة تقريباً كما في شكل (١٢.١٢).



شكل رقم (١٢.١١) العلاقة بين إشارة مجال القاعدة والموجة الحاملة المتعدلة .

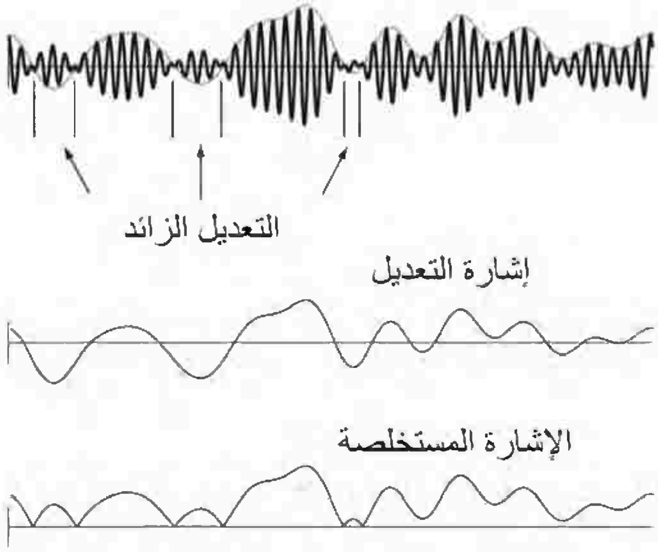


شكل رقم (١٢.١٢) دائرة الكشف عن الغلاف .

إن إعادة إنتاج إشارة مجال القاعدة المعروضة في شكل (١٢.١٢) ليست جيدة جداً ولكنها توضح مفهوم تشغيل دائرة كاشف الغلاف. في الممارسة العملية يكون تردد الموجة الحاملة أعلى كثيراً مما هو معروض في هذا الشكل ويكون إنتاج إشارة مجال القاعدة أفضل كثيراً جداً. إن شرح طريقة عمل هذه الدائرة يتم عادة في النطاق الزمني ، وذلك لأن كاشف الغلاف هو نظام غير خطي وبالتالي ، فإن نظريات النظم الخطية تكون غير مطبقة هنا. في هذه الحالة لا تكون هناك حاجة لشرط التزامن أو المذبذب الموضعي للكشف عن الغلاف لذلك فإن هذه الطريقة من التعديل تسمى التعديل غير التزامني.

إشارة DSBTC يمكن فك تعديلها أو كشفها أيضاً بطريقة فك التعديل نفسها أو الكشف المستخدمة مع DSBSC المقدمة في الجزء السابق باستخدام مذبذب موضعي يولد موجة جيبية متزامنة مع الموجة الحاملة. دائرة الكشف عن الغلاف تكون أبسط كثيراً وأقل تكلفة.

إذا كانت m كبيرة جداً ، وكانت K صغيرة جداً ، فإن المقدار K+mx(t) ستكون سالبة ويحدث تعديل زائد وستفشل دائرة الكشف عن الغلاف في استخلاص الإشارة الأصلية بدون بعض التشويه كما في شكل (١٢.١٣).

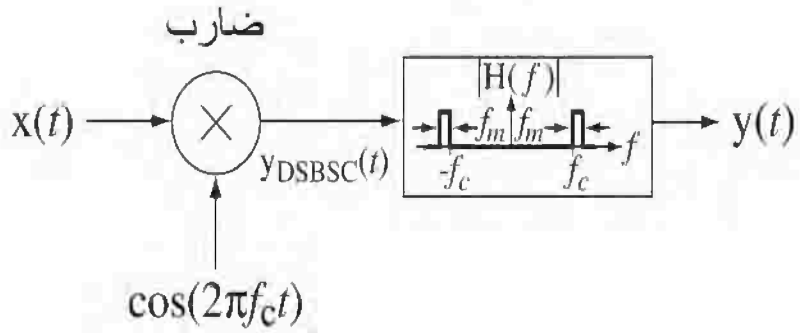


شكل رقم (١٢.١٣) التعديل الزائد

التعديل أحادي المجال مع قمع الموجة الحاملة

مقدار الطيف X(f) لأي إشارة حقيقية x(t) تكون له الخاصية $X(f)=X^*(-f)$. لذلك فإن المعلومات الموجودة في X(f) عندما $f\geq 0$ تكون كافية لإعادة تشكيل الإشارة تماماً. هذه الحقيقة تدعم مفهوم التعديل أحادي المجال مع قمع الموجة الحاملة single sideband suppressed carrier, SSBSC. في تعديل الـ DSBSC يكون مقدار الطيف متمركزاً عند الموجة الحاملة (وعند سالب الموجة الحاملة أيضاً) يكون به معلومات من X(f) تمتد على المدى $-f_m<f<f_m$. ولكن مع التصميم الصحيح لجهاز الاستقبال فإنه يمكننا إرسال نصف الطيف فقط. ميزة إرسال نصف الطيف هي أننا سنحتاج إلى نصف عرض المجال المستخدم مع تعديل DSBSC.

المعدل SSBSC يكون هو نفسه تقريباً مثل المعدل DSBSC. الفرق هو مرشح يتخلص من إما المجال الجانبي الأعلى أو الأسفل قبل عملية الإرسال كما في شكل (١٢.١٤).



شكل رقم (١٢.١٤) تعديل بمجال جانبي واحد مع قمع الموجة الحاملة.

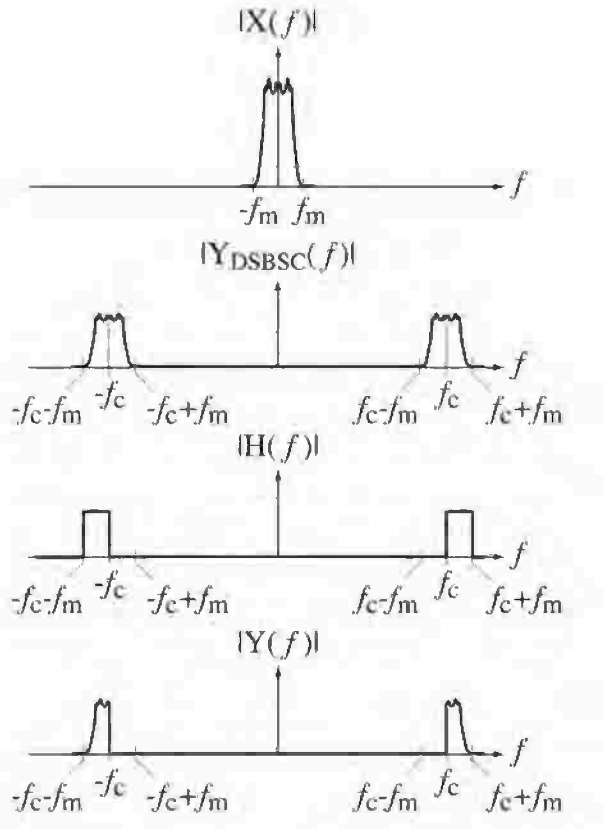
الاستجابة من الضارب هي نفسها كما كانت في حالة DSBSC فيما سبق $y_{DSBSC}(t)=x(t)\cos(2\pi f_c t)$. في النطاق الترددي يكون مقدار طيف الاستجابة يساوي $Y_{DSBSC}(f)=(1/2)[X(f-f_c)+X(f+f_c)]$. المرشح في شكل (١٢.١٤) يتخلص من المجال الجانبي الأسفل ويترك المجال الجانبي الأعلى. طيف المقدار الناتج سيكون $Y(f)=(1/2)[X(f-f_c)+X(f+f_c)]H(f)$ كما في شكل (١٢.١٥).

إذا تم ترشيح هذه الإشارة بمرشح منفذ للترددات المنخفضة فإننا نحصل على الطيف الأصلي. لقد تم استرجاع الإشارة الأصلية بالكامل لأن كل المعلومات موجودة في المجال الجانبي المتبقي. هذا النوع من التعديل يمكن فهمه بسهولة باستخدام تحليل النطاق الترددي أفضل من استخدام النطاق الزمني.

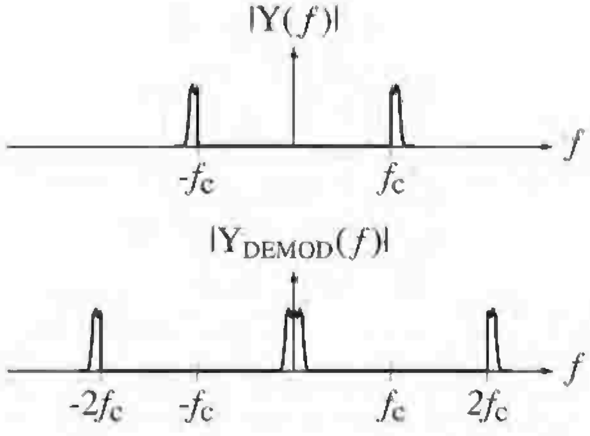
التعديل الزاوي Angle modulation

كل أفكار التعديل التي تم استعراضها مسبقا تغير من مقدار الموجة الحاملة بالتناسب مع مقدار إشارة المعلومات. التعديل الزاوي هو صورة بديلة من التعديل مع بعض المميزات على تعديل المقدار. في التعديل الزاوي بدلاً من استخدام إشارة المعلومات في تعديل مقدار الموجة الحاملة، فإنها تستخدم في تعديل زاوية طور الموجة الحاملة. أفترض أن الموجة الحاملة ستكون على الصورة:

$$A_c\cos(\omega_c t)$$



شكل رقم (١٢.١٥) طريقة عمل تعديل ال SSBSC



شكل رقم (١٢.١٦) الاستخلاص من SSBSC.

وافترض أن الموجة الحاملة المعدلة ستكون على الصورة:

$$y(t) = A_c \cos(\theta_c(t))$$

أو:

$$y(t) = A_c \cos(\omega_c t + \Delta\theta(t))$$

حيث $\theta_c(t)=\omega_c t+\Delta\theta(t)$ و $\omega_c(t)=2\pi f_c$. هناك جزءان في طور هذه الإشارة، طور الموجة الحاملة غير المعدلة $\omega_c t$ والتباعد من هذا الطور وهو $\Delta\theta(t)$. إذا افترضنا أن $\Delta\theta(t)=k_p x(t)$ حيث $x(t)$ هي إشارة المعلومات، تعديل الطور يسمى تعديل الزاوية phase modulation, PM.

في الموجة الحاملة غير المعدلة يكون التردد الزاوي هو w_c راديان. إذا قمنا بتفاضل المعامل الجيبي $\omega_c t$ للموجة الحاملة غير المعدلة بالنسبة للزمن، سنحصل على الثابت w_c. ولذلك فإن أحد طرق تعريف التردد الزاوي للدالة الجيبية هو تفاضل معامل هذه الدالة الجيبية بالنسبة للزمن. بالطريقة نفسها يمكننا تعريف التردد الدوري بأنه تفاضل معامل الدالة الجيبية بالنسبة للزمن مقسوما على 2π. إذا طبقنا هذا التعريف على الزاوية المعدلة $\theta_c(t)=\omega_c t+\Delta\theta(t)$، فإننا سنحصل على دالة زمنية تعرف بأنها الترددي الفوري أو اللحظي.

$$\omega(t) = \frac{d}{dt}(\theta_c(t)) = \omega_c + \frac{d}{dt}(\Delta\theta(t))$$

أو:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi}\frac{d}{dt}(\theta_c(t)) = f_c + \frac{1}{2\pi}\frac{d}{dt}(\Delta\theta(t))$$

في حالة التعديل الزاوي يكون التردد الزاوي اللحظي هو:

$$\omega(t) = \omega_c + k_p \frac{d}{dt}(X(t))$$

إذا كان بدلاً من التحكم التناسبي في تباعد الطور باستخدام إشارة المعلومات، نقوم بالتحكم التناسبي في تفاضل هذا الطور باستخدام إشارة المعلومات، وبالتالي:

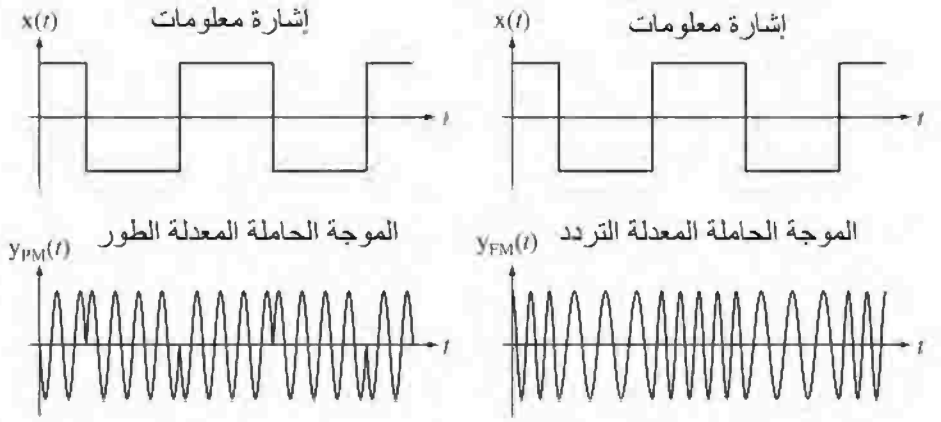
$$\frac{d}{dt}\big(\Delta\theta(\mathrm{t})\big) = K_f X(\mathrm{t})$$

وسيكون التردد الزاوي والتردد الدوري اللحظيين كما يلي :

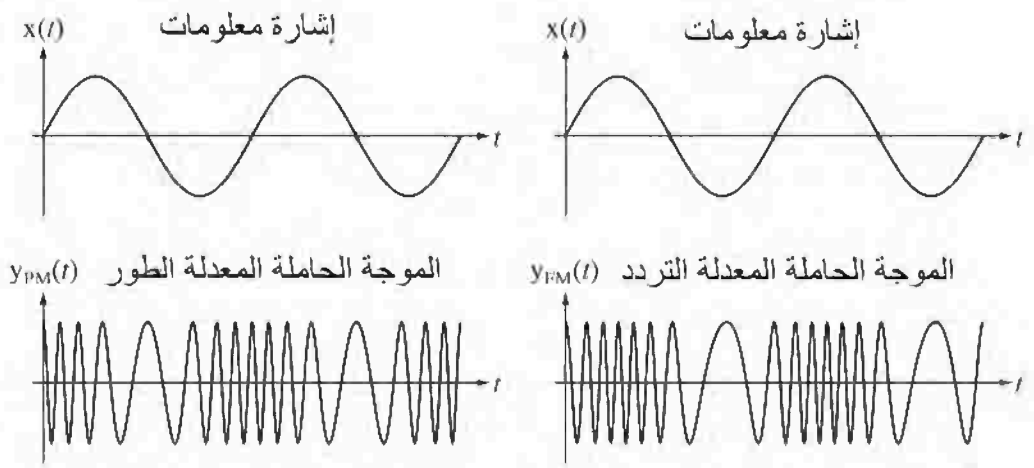
$$\omega(\mathrm{t}) = \omega_c + \mathrm{k}_f X(\mathrm{t}) \quad \text{و} \quad f(\mathrm{t}) = f_c + \frac{\mathrm{k}_f}{2\pi} X(\mathrm{t})$$

هذا النوع من التعديل الزاوي يسمى التعديل الترددي frequency modulation, FM ؛ لأن إشارة المعلومات تتحكم تناسبياً في التردد اللحظي للموجة الحاملة.

لكي نفهم التعديل الزاوي من المفيد أن نرى أشكالاً لإشارات المعلومات والموجة الحاملة المعدلة الناتجة من هذا التعديل على نمط التدريج الزمني بغرض المقارنة كما في شكل (١٢.٧) وشكل (١٢.٨).



شكل رقم (١٢.١٧) التعديل الزاوي بموجة مربعة والتعديل الترددي للموجة الحاملة.



شكل رقم (١٢.١٨) التعديل الزاوي بموجة جيبية والتعديل الترددي للموجة الحاملة.

الهدف التالي هو إيجاد طيف كل من الإشارتين PM و FM. عندما وجدنا طيف الإشارة AM كانت نسخاً مزاحة وموزونة من طيف إشارة المعلومات. ولقد حدث ذلك نتيجة أن التعديل المقداري AM يشتمل على عمليات الضرب و/أو الالتفاف و/أو الجمع. الضرب في النطاق الزمني يقابله التفاف في النطاق الترددي، والالتفاف في النطاق الزمني يقابله ضرب في النطاق الترددي، وأما الجمع فلا يتغير في كلا النطاقين. طيف الإشارتين PM و FM ليسا ببساطة طيف الـ AM لأنه في هذه المرة لا يحدث التعديل نتيجة الضرب، أو الالتفاف أو الجمع. بالنسبة للتعديل الزاوي أو الطوري لدينا ما يلي:

$$y_{PM}(\mathrm{t}) = A_c \cos\left(\omega_c \mathrm{t} + \mathrm{k}_p\ \mathrm{x(t)}\right)$$

وسيكون التعديل الترددي كما يلي:

$$y_{FM}(\mathrm{t}) = A_c \cos\left(\omega_c \mathrm{t} + \mathrm{k}_f\ \int_{\mathrm{t}_0}^{\mathrm{t}} \mathrm{x(T)}\ \mathrm{d}_\tau\right)$$

ليس هناك تعبير مبسط للـ CTFT لهذه الإشارات في الحالة العامة. باستخدام العلاقة المثلثية التالية:

$$\cos(x+y) = cos\ (\mathrm{x}) cos\ (\mathrm{y}) - \sin(x) sin\ (\mathrm{y})$$

يمكننا التعبير عن الإشارة المعدلة كما يلي:

$$y_{PM}(\mathrm{t}) = A_c\left[\cos(\ \omega_c \mathrm{t}) cos\ \left(\mathrm{k}_p\ \mathrm{x(t)}\right) - \sin(\ \omega_c \mathrm{t}) sin\ \left(\mathrm{k}_p\ \mathrm{x(t)}\right)\right]$$

وأيضاً:

$$y_{FM}(\mathrm{t}) = A_c\left[\cos(\ \omega_c \mathrm{t}) cos\ \left(\mathrm{k}_f\ \int_{t_0}^{t} X\ (T) dt\right) - \sin(\ \omega_c \mathrm{t}) sin\ \left(\mathrm{k}_f\ \int_{t_0}^{t} X\ (T) dt\right)\right]$$

إذا كان كل من k_p و k_f صغيرين بما فيه الكفاية، فإن:

$$cos\ \left(\mathrm{k}_p\ \mathrm{x(t)}\right) \cong \qquad و \qquad sin\ \left(\mathrm{k}_p\ \mathrm{x(t)}\right) \cong \mathrm{k}_p\ \mathrm{x(t)}$$

وبالتالي:

$$\cos\left(\mathrm{k}_f\ \int_{\mathrm{t}_0}^{\mathrm{t}} \mathrm{x(T)}\ \mathrm{dT}\right) \cong 1\ and\ \ sin\left(\mathrm{k}_f\ \int_{\mathrm{t}_0}^{\mathrm{t}} \mathrm{x(T)}\ \mathrm{d}_\tau\right) \cong \mathrm{k}_f\ \int_{\mathrm{t}_0}^{\mathrm{t}} \mathrm{x(T)}\ \mathrm{dT}$$

وعلى ذلك فإن:

$$y_{PM}(\mathrm{t}) \cong A_c\left[\cos(\ \omega_c \mathrm{t}) - \mathrm{k}_p\ \mathrm{x(t)} \sin(\ \omega_c \mathrm{t})\right]$$

وأيضاً:

$$y_{FM}(\mathrm{t}) \cong A_c\left[\cos(\ \omega_c \mathrm{t}) -\ \ sin(\ \omega_c \mathrm{t})\ \mathrm{k}_f\ \int_{\mathrm{t}_0}^{\mathrm{t}} \mathrm{x(T)}\ \mathrm{dT}\right]$$

هذه التقريبات تسمى التعديل الطوري PM الضيق المجال narrowband، والتعديل الترددي FM الضيق المجال. يمكننا إيجاد تحويلات فورير لهذه التقريبات:

$$Y_{PM}(\mathrm{j}\omega) \cong (A_c/2)\{2\pi[\delta(\omega - \ \omega_c) + \delta(\omega +\ \omega_c)] -\ jk_P\ \ [X(j(\omega +\ \omega_c)) - X(j(\omega -\ \omega_c))]\}$$

وأيضاً:

$$Y_{FM}(\mathrm{j}\omega) \cong (A_c/2)\left\{2\pi[\delta(\omega - \ \omega_c) + \delta(\omega +\ \omega_c)] -\ \mathrm{k}_f\ \ \left[\frac{X(j(\omega+\omega_c))}{\omega+\ \omega_c} - \frac{X(j(\omega-\ \omega_c))}{\omega-\ \omega_c}\right]\right\}$$

أو في الصورة الترددية:

$$Y_{PM}(f) \cong (A_c/2)\{[\delta(f -\ f_c) + \delta(f +\ f_c)] -\ jk_P\ \ [X(f +\ f_c) - X(f -\ f_c)]\}$$

وأيضاً :

$$Y_{FM}(f) \cong (A_c/2)\left\{[\delta(f-f_c)+\delta(f+f_c)] - \frac{k_f}{2\pi}\left[\frac{X(f+f_c)}{f+f_c} - \frac{X(f-f_c)}{f-f_c}\right]\right\}$$

باستخدام خاصية التكامل في تحويل فورير (حيث تم افتراض أن القيمة المتوسطة ل x(t) تساوي صفراً).

إذا كانت إشارة المعلومات هي إشارة جيبية على الصورة :

$$X(t) = A_m\, cos(\omega_m t) = A_m\, cos(2\pi f_m t)$$

فإن :

$$X(f) = (A_m/2)[\delta(f-f_m) + \delta(f+f_m)]$$

وأيضاً :

$$Y_{PM}(f) \cong (A_c/2)\left\{[\delta(f-f_c)+\delta(f+f_c)] - \frac{jA_m k_p}{2}\begin{bmatrix}\delta(f+f_c-f_m)+\delta(f+f_c+f_m)\\ -\delta(f-f_c-f_m)-\delta(f-f_c+f_m)\end{bmatrix}\right\}$$

و :

$$Y_{PM}(f) \cong (A_c/2)\left\{[\delta(f-f_c)+\delta(f+f_c)] - \frac{A_m k_f}{4\pi}\begin{bmatrix}\frac{\delta(f+f_c-f_m)}{f+f_c}+\frac{\delta(f+f_c+f_m)}{f+f_c}\\ -\frac{\delta(f-f_c-f_m)}{f-f_c}-\frac{\delta(f-f_c+f_m)}{f-f_c}\end{bmatrix}\right\}$$

أو باستخدام خاصية التكافؤ للصدمة :

$$Y_{FM}(f) \cong (A_c/2)\left\{[\delta(f-f_c)+\delta(f+f_c)] - \frac{A_m k_f}{4\pi f_m}\begin{bmatrix}\delta(f+f_c-f_m)-\delta(f+f_c+f_m)\\ -\delta(f-f_c-f_m)+\delta(f-f_c+f_m)\end{bmatrix}\right\}$$

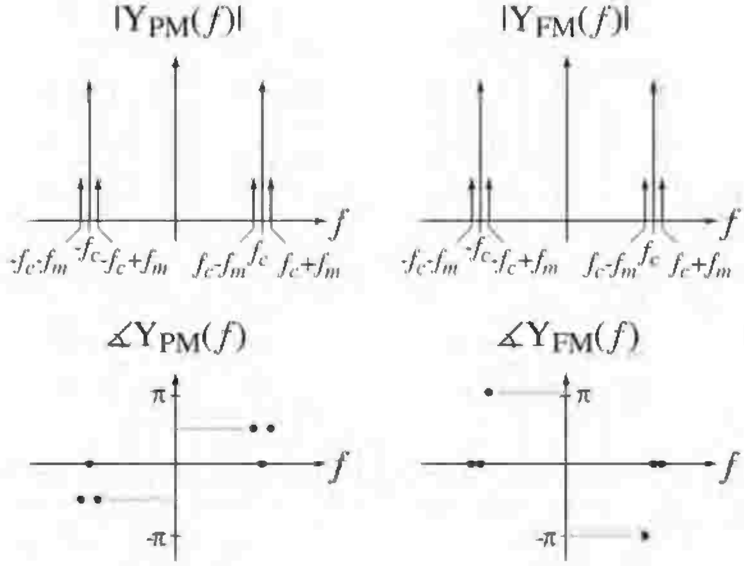
أنظر شكل (١٢.١٩).

إذا كانت $x(t)=2f_m sinc(2f_m t)$ ، فإن $X(f)=rect(f/2f_m)$ ، التي تمثل طيفاً مسطحاً محدود المجال لنطاق القاعدة وبالتالي فإن :

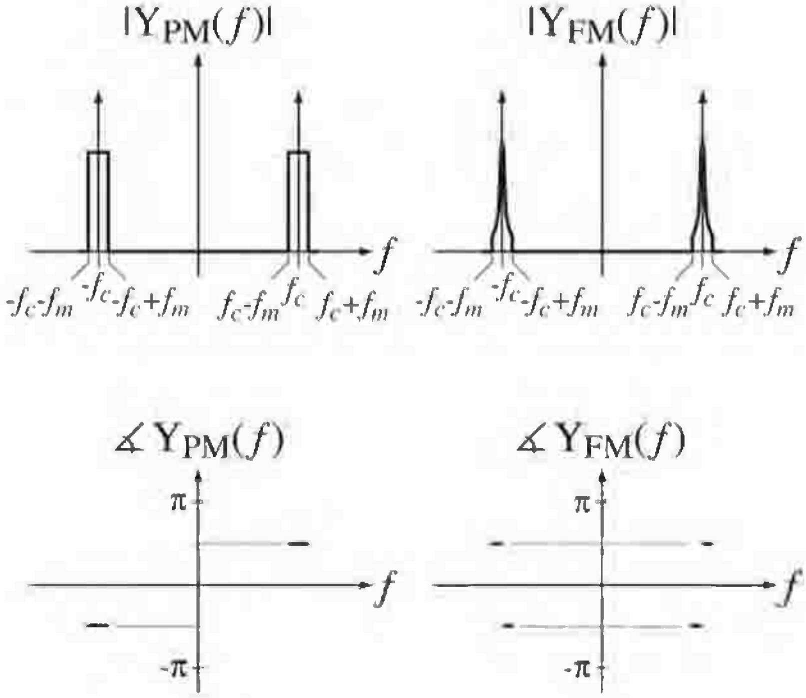
$$Y_{PM}(f) \cong (A_c/2)\left\{[\delta(f-f_c)+\delta(f+f_c)] - jk_p\left[rect\left(\frac{f+f_c}{2f_m}\right) - rect\left(\frac{f-f_c}{2f_m}\right)\right]\right\}$$

وأيضاً :

$$Y_{FM}(f) \cong (A_c/2)\left\{[\delta(f-f_c)+\delta(f+f_c)] - \frac{k_f}{2\pi}\left[\frac{rect\left(\frac{f+f_c}{2f_m}\right)}{f+f_c} - \frac{rect\left(\frac{f-f_c}{2f_m}\right)}{f-f_c}\right]\right\}$$



شكل رقم (١٢.١٩) طيف الموجات الحاملة المعدلة الطور والتردد بإشارة جيب تمام cosine.



شكل رقم (١٢.٢٠) طيف الموجات الحاملة المعدلة الطور والتردد بإشارة سنك sinc

انظر شكل (١٢.٢٠). للمرة الثانية ، ففي تعديل FM يكون المجالان الأعلى والأسفل بينهما إزاحة زاوية مقدارها 180 درجة.

إذا كان التقريبان PM و FM ذوا المجال الضيق غير مناسبين ، فإنه يمكننا استخدام الحالات الأكثر دقة ولكنها أكثر تعقيداً وهي حالات المجال العريض. من أجل الاختصار والتوضيح ، فإن هذا الشرح سيقتصر على FM فقط ، وحالات PM ستكون مشابهة بدرجة كبيرة. سنفترض أن التردد اللحظي سيكون $k_f x(t)$. بالتالي يمكن كتابة ما يلي :

$$y_{FM}(\mathrm{t}) = A_c\left[\cos(\omega_c \mathrm{t}) cos\left(\mathrm{k}_f \int_{\mathrm{t}_0}^{\mathrm{t}} \mathrm{x(T)dT}\right) - \sin(\omega_c \mathrm{t}) sin\left(\mathrm{k}_f \int_{\mathrm{t}_0}^{\mathrm{t}} \mathrm{x(T)dT}\right)\right]$$

إذا كانت إشارة التعدبل هي $x(t)=A_m\cos(\omega_m t)$ ، بالتالي مع فرض أن ثابت التكامل يساوي صفر فإنه يمكن كتابة المعادلة السابقة كما يلي :

$$y_{FM}(\mathrm{t}) = A_c\left[cos(\omega_c t)\cos\left(\frac{k_f A_m}{\omega_m}\sin(\omega_m \mathrm{t})\right) - \sin(\omega_c \mathrm{t}) sin\left(\frac{k_f A_m}{\omega_m}\sin(\omega_m \mathrm{t})\right)\right]$$

سنفترض أن معامل أو مؤشر التعديل هو $m=k_f A_m/\omega_m$. بالتالي سنحصل على :

$$y_{FM}(t) = A_C\big[cos(\omega_c t)cos\big(m\, sin(\omega_m t)\big) - sin(\omega_c t)sin\big(m\, sin(\omega_m t)\big)\big]$$

وكل من الكميتين :

$$cos\big(m\, sin(\omega_m t)\big) \quad \text{و} \quad sin\big(m\, sin(\omega_m t)\big)$$

ستكون دورية في الزمن مع دورة مقدارها $2\pi/\omega_m$. ولذلك يمكن التعبير عن كل منهما كتتابع فورير. وبالتالي ، فإن تتابع فورير للتعبير السابق سيكون :

$$y_{FM}(t) = A_C\big[cos(\omega_c t)cos\big(m\, sin(\omega_m t)\big) - sin(\omega_c t)sin\big(m\, sin(\omega_m t)\big)\big]$$

وهو تجميع خطي لتتابع فورير للدالتين :

$$\cos\big(\mathrm{m}\sin(\omega_\mathrm{m}\mathrm{t})\big) \quad \text{و} \quad \sin\big(\mathrm{m}\sin(\omega_\mathrm{m}\mathrm{t})\big)$$

فيما عدا وزنهما وإزاحتهما ليتمركزا عند $\pm\omega_c$. دالة CTFS التوافقية للدالتين :

$$cos\big(m\, sin(\omega_m t)\big) \quad \text{و} \quad sin\big(m\, sin(\omega_m t)\big)$$

يمكن إيجادها باستخدام التعريف التالي :

$$C_y[k] = \frac{1}{T_0}\int_{T_0} \mathrm{y(t)e}^{-j2\pi kt/T_0}\, dt = \frac{\omega_m}{2\pi}\int_{2\pi/\omega_m} \mathrm{y(t)e}^{-jk\omega_m t}\, dt$$

حيث $y(t)$ هي واحدة من هذه الدوال. مثلاً :

$$cos\big(m\, sin(\omega_m t)\big) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_c\,[k]e^{jk\omega_m t}$$

وأيضاً :

$$cos(\omega_m t)\, cos\big(m\, sin(\omega_m t)\big) = \frac{1}{2}\sum_{k=-\infty}^{\infty} c_c\,[k]\big[e^{j(k\omega_m+\omega_c)t} + e^{j(k\omega_m-\omega_c)t}\big]$$

حيث :

$$C_c[k] = \frac{\omega_m}{2\pi}\int_{2\pi/\omega_m} \cos\big(m\,\sin(\omega_m t)\big)e^{-jk\omega_m t}\,dt$$

$$C_c[k] = \frac{\omega_m}{4\pi}\int_{-\pi/\omega_m}^{\pi/\omega_m}\left[e^{jm\,sin(\omega_m t)} + e^{-jm\,sin(\omega_m t)}\right]e^{-jk\omega_m t}\,dt$$

$$C_c[k] = \frac{\omega_m}{4\pi}\int_{-\pi/\omega_m}^{\pi/\omega_m}\left[e^{j[m\,sin(\omega_m t)-k\omega_m t]} + e^{j[-m\,sin(\omega_m t)-k\omega_m t]}\right]dt$$

يمكن إجراء هذا التكامل باستخدام العلاقة :

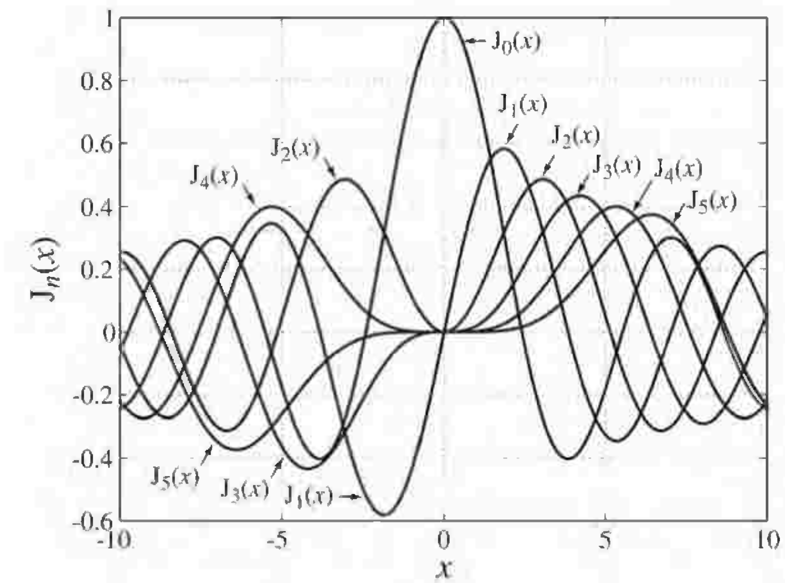
$$J_k(z) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi} e^{j(z\sin(\lambda)-k\lambda)}\,d\lambda$$

حيث $J_k(.)$ هي دالة بيسيل Bessel function من النوع الأول، من الدرجة k كما في شكل (١٢.٢١). إن هناك خاصيتين مهمتين لدالة بيسيل ، هما :

$$J_{-k}(z) = (-1)^k J_k(z),\ J_k(z) = (-1)^k J_k(-z),$$ k ثابت صحيح

ومنهما يمكننا أن نستنتج أن :

$$J_k(z) = J_{-k}(-z)$$



شكل رقم (١٢.٢١) دوال بيسيل من النوع الأول والرتب من 0 حتى 5

في المعادلة التالية :

$$C_c[k] = \frac{\omega_m}{4\pi}\int_{-\pi/\omega_m}^{\pi/\omega_m}\left[e^{j[m\,sin(\omega_m t)-k\omega_m t]} + e^{j[-m\,sin(\omega_m t)-k\omega_m t]}\right]dt$$

سنضع :

$$\omega_m t = \lambda \Rightarrow \omega_m \mathrm{d}t = d\boldsymbol{\lambda}$$

وبالتالي نحصل على :

$$\mathrm{C_c[k]} = \frac{1}{4\pi}\int_{-\pi}^{\pi}\left[e^{j[m\sin(\lambda)-k\lambda]} + e^{j[-m\sin(\lambda)-k\lambda]}\right]d\lambda$$
$$C_c[k] = (1/2)[\mathrm{J_k}(m) + \mathrm{J_k}(-m)] = (1/2)[\mathrm{J_k}(m) + \mathrm{J_{-k}}(m)]$$

بالمثل :

$$\sin\big(\mathrm{m}\sin(\omega_m t)\big) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_s[k] e^{jk\omega_m t}$$

وبالتالي :

$$\sin(\omega_c t)\sin\big(\mathrm{m}\sin(\omega_m t)\big) = \frac{1}{j2}\sum_{k=-\infty}^{\infty} c_s[k] e^{j(k\omega_m+\omega_c)t} - e^{j(k\omega_m-\omega_c)t}$$

حيث :

$$C_s[k] = (1/j2)[\mathrm{J_k}(m) - \mathrm{J_k}(-m)] = (1/j2)[\mathrm{J_k}(m) - \mathrm{J_{-k}}(m)]$$

تذكر من إشارة FM أن :

$$y_{FM}(t) = A_c\big[cos(\omega_c t)\, cos\big(m\, sin(\omega_m t)\big) - sin(\omega_c t)\, sin\big(m\, sin(\omega_m t)\big)\big]$$

وبالتالي :

$$y_{FM}(t) = A_c \sum_{k=-\infty}^{\infty}\left\{\begin{array}{c}(1/2)(1/2)[\mathrm{J_k}(m) + \mathrm{J_k}(-m)]\left[e^{j(k\omega_m+\omega_c)t} + e^{j(k\omega_m-\omega_c)t}\right]\\ -(1/j2)(1/j2)[\mathrm{J_k}(m) - \mathrm{J_k}(-m)]\left[e^{j(k\omega_m+\omega_c)t} - e^{j(k\omega_m-\omega_c)t}\right]\end{array}\right\}$$

$$y_{FM}(t) = \frac{A_c}{2}\sum_{k=-\infty}^{\infty}\left[\mathrm{J_k}(m)e^{j(k\omega_m+\omega_c)t} + \mathrm{J_{-k}}(m)e^{j(k\omega_m-\omega_c)t}\right]$$

أو :

$$y_{FM}(t) = \frac{A_c}{2}\sum_{k=-\infty}^{\infty}\left[\mathrm{J_k}(m)e^{j2\pi(kf_m+f_c)t} + \mathrm{J_{-k}}(m)e^{j2\pi(kf_m-f_c)t}\right]$$

وتحويل CTFT في الصورة الدورية سيكون :

$$Y_{FM}(f) = \frac{A_c}{2}\sum_{k=-\infty}^{\infty}\left[\mathrm{J_k}(m)\delta\big(f-(kf_\mathrm{m}+f_\mathrm{c})\big) + \mathrm{J_{-k}}(m)\delta\big(f-(kf_\mathrm{m}-f_\mathrm{c})\big)\right]$$

$$Y_{FM}(f) = \frac{A_c}{2}\left\{\mathrm{J_0}(m)[\delta(f-f_c)+\delta(f+f_c)] + \sum_{k=1}^{\infty}\left[\begin{array}{c}\mathrm{J_k}(m)\delta\big(f-(kf_\mathrm{m}+f_\mathrm{c})\big) + \mathrm{J_{-k}}(m)\delta\big(f-(kf_\mathrm{m}-f_\mathrm{c})\big)\\ +\mathrm{J_{-k}}(m)\delta\big(f-(-kf_\mathrm{m}+f_\mathrm{c})\big) + \mathrm{J_k}(m)\delta\big(f-(-kf_\mathrm{m}-f_\mathrm{c})\big)\end{array}\right]\right\}$$

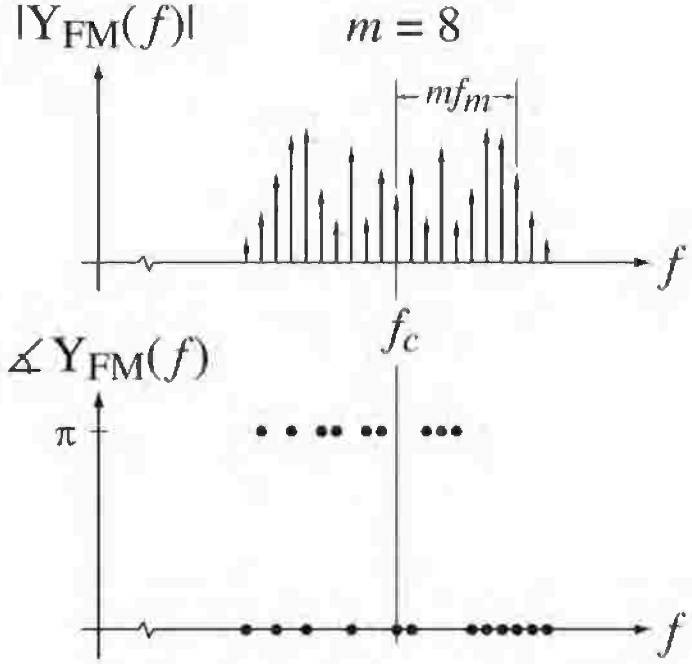
وهذا يمثل طيف FM الواسع المجال للتعديل الترددي للموجة الجيبية. التعبير المقابل في النطاق الزمني سيكون :

$$y_{FM}(t) = A_c\{\mathrm{J_0}(m)cos(2\pi F_c t) + \sum_{k=1}^{\infty}\mathrm{J_k}(m)cos(2\pi(f_c+kf_\mathrm{m})t) + \mathrm{J_{-k}}(m)cos(2\pi(f_c-kf_\mathrm{m})t)\}$$

ولذلك فهناك العديد من الصدمات غير المحدودة في هذا الطيف وكلها مفصولة عن بعضها بعضاً بالتردد الأساسي للتعديل. إنها قد تعني عرض مجال لا نهائي. ولكن إذا رسمنا هذه الصدمات لقيمة مثالية لمعامل التعديل ، سنجد أنه على الرغم من هذه الصدمات تمتد إلى الما لانهاية ، إلا أن شدتها تضمحل بسرعة مع تزايد التردد حتى فيما بعد $\mathrm{mf_m}$ كما في شكل (١٢.٢٢). لذلك فإن عرض المجال للتعديل الترددي FM المتسع المجال بموجة جيبية ذات تردد $\mathrm{f_m}$ سيكون تقريباً $\mathrm{2mf_m}$.

عند القيم الصغيرة جداً للـ m ، يمكننا كتابة ما يلي :

$$J_0(m) \to 1,\ J_1(m) \to m/2,\ J_{-1}(m) \to -m/2 \ \ and\ \ J_n(m) \to 0, n > 1$$



شكل رقم (١٢.٢٢) مثال على طيف تعديل FM المتسع المجال بتعديل دالة جيبية

بالتالي فبالنسبة لقيم m الصغيرة :

$$Y_{FM}(f) \cong \frac{A_c}{2}\begin{Bmatrix} \delta(f-f_c)+\delta(f+f_c)+(m/2)[\delta(f-f_m-f_c)-\delta(f-f_m+f_c)] \\ -(m/2)[\delta(f+f_m-f_c)-\delta(f+f_m+f_c)] \end{Bmatrix}$$

وأيضاً :

$$y_{FM}(t) = A_c\{cos(2\pi F_c t) + (m/2)[cos(2\pi(f_c+f_m)t) + cos(2\pi(f_c-f_m)t)]\}$$

وهذه التعبيرات هي نفسها كما تم استنتاجها مسبقاً مع تقريب FM الضيق المجال.

(١٢.٣) الموجة الحاملة الجيبية المتقطعة زمنياً

تعديل المقدار

يمكن استخدام التعديل أيضاً في الأنظمة المتقطعة زمنياً بطريقة مشابهة للطريقة المستخدمة في الأنظمة المستمرة زمنياً. أبسط صور التعديل المتقطع زمنياً هو تعديل DSBSC والذي يتم فيه ضرب الإشارة الحاملة c[n] في إشارة التعديل x[n]. افترض أن الموجة الحاملة هي الموجة الجيبية التالية :

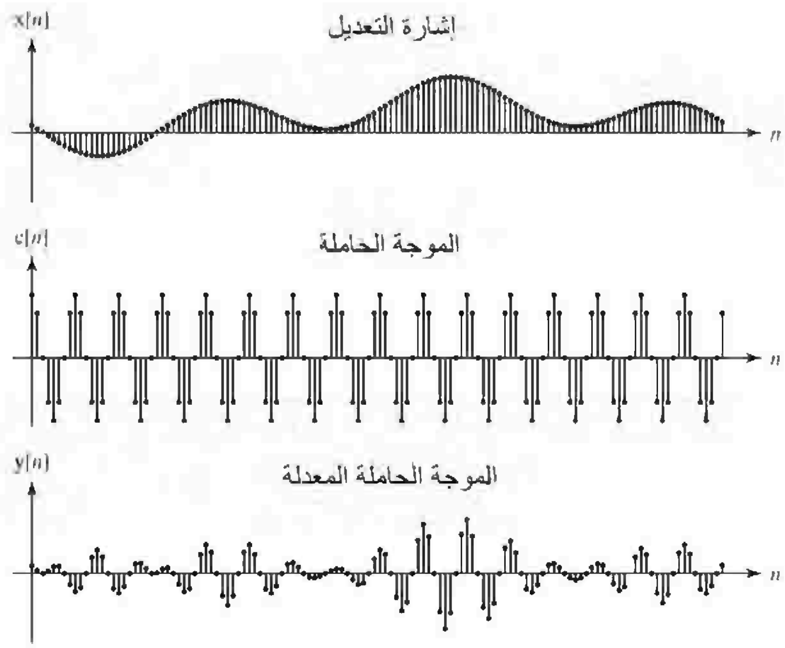
$$c[n] = cos(2\pi F_0 n)$$

حيث $F_0=1/N_0$ و N_0 هي الدورة (وهي رقم صحيح). وبالتالي فإن استجابة نظام التعديل ستكون كما يلي وكما في شكل (١٢.٢٣).

$$y[n] = x[n]c[n] = x[n]cos(2\pi F_0 n)$$

الضرب في الزمن المتقطع يقابل الالتفاف الدوري في التردد المتقطع زمنياً:

$$\mathrm{Y(F) = X(F)\Theta C(F) = X(F)\Theta\{(1/2)[\delta(F - F_0) + \delta(F + F_0)] * \delta_1(F)\}}$$



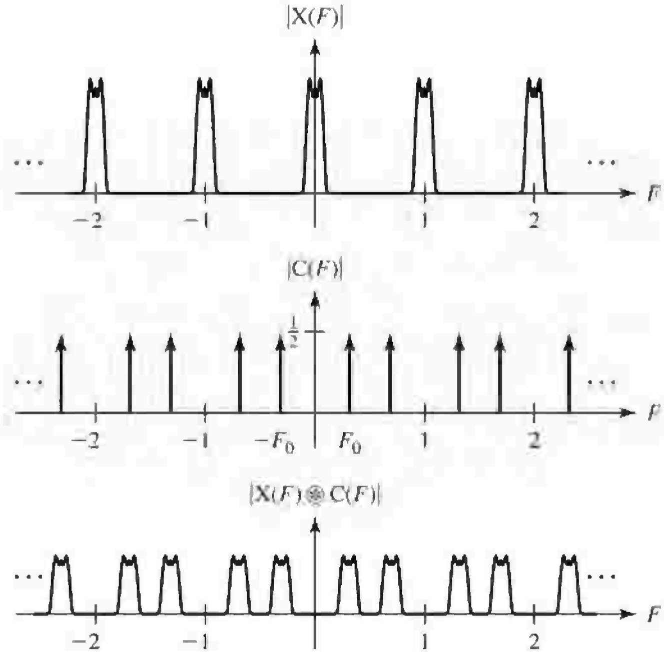
شكل رقم (١٢.٢٣) التعديل، والموجة الحاملة، والموجة الحاملة المعدلة في نظام التعديل DSBSC المتقطع زمنياً

أو كما في شكل (١٢.٢٤):

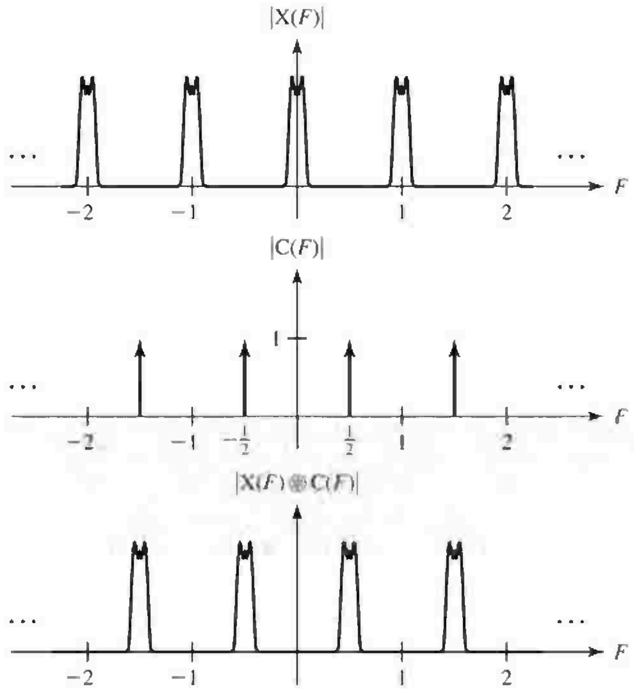
$$Y(F) = (1/2)[X(F - F_0) + X(F + F_0)]$$

التي تشابه النتيجة المقابلة في تعديل DSBSC المستمرة زمنياً:

$$\mathrm{Y(f) = (1/2)[X(f - f_0) + X(f + f_0)]}$$



شكل رقم (١٢.٢٤) DTFT لإشارة التعديل، والموجة الحاملة، والموجة الحاملة المعدلة.



شكل رقم (١٢.٢٥) DTFT لإشارة التعديل، والموجة الحاملة، والموجة الحاملة المعدلة.

إذا كان هذا النوع من التعديل هو المراد استخدامه للحصول على التعدد الترددي، فإن مجموع عروض المجال (في F) لكل الإشارات يجب أن يكون أقل من نصف.

واحد من الأنواع المثيرة والبسيطة من تعديل DSBSC المتقطع زمنياً هو استخدام الموجة الحاملة $c[n]=\cos(\pi n)$، وهو جيب تمام متقطع زمنياً تم تشكيله عن طريق أخذ عينات من جيب تمام مستمر زمنياً بمعدل عينات يساوي تماماً ضعف تردده. إنه بسيط بالذات لأنه تتابع من ال ... 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1 .... عند استخدام هذه الموجة الحاملة، فإن DTFT الناتج سيكون كما هو موضح في شكل (١٢.٢٥).

هذا النوع من التعديل يعكس الطيف الترددي لإشارة التعديل، بحيث إذا كانت عبارة طيف في الترددات المنخفضة، فإنها تصبح في الترددات العالية والعكس. هذا النوع من التعديل سهل جداً في بنائه لأنه ببساطة يغير الإشارة عند كل قيمة من إشارة التعديل. عملية الاستخلاص لاسترجاع الإشارة الأصلية هي أن نقوم تماما بالعملية نفسه مرة أخرى، لوضع كل المكونات الترددية مرة أخرى في أماكنها الأصلية.

أحد الاستخدامات لهذا المثيرة لهذا النوع من العديل هو تحويل المرشح المتقطع زمنياً المنفذ للترددات المنخفضة إلى مرشح متقطع زمنياً منفذ للترددات العالية. إذا قمنا بتعديل هذه الموجة الحاملة بإشارة معينة وبعد ذلك مررناها من خلال مرشح منفذ للترددات المنخفضة، فإن الترددات التي كانت في الأصل منخفضة تصبح ترددات عالية ولن تمر من خلال المرشح، وأما الترددات التي كانت مرتفعة في الأصل ستصبح منخفضة وستمر من خلال المرشح. وبالتالي يمكننا استخلاص خرج المرشح بنفس نوع التعديل تماما، تحويل الترددات العالية (الترددات المنخفضة أصلا) مرة ثانية إلى ترددات منخفضة. باستخدام هذه الطريقة فإنه يمكننا استخدام نوع واحد من المرشحات المتقطعة زمنياً لترشيح كل من الترددات المنخفضة والعالية.

(١٢.٤) ملخص النقاط المهمة

١- أنظمة الاتصالات التي تستخدم التعدد الترددي يمكن عادة تحليلها باستخدام طرق تحويلات فورير.

٢- في التعديل المقداري، تتحكم إشارة المعلومات مباشرة في مقدار الموجة الحاملة.

٣- تعديل المقدار والاستخلاص المتزامن عمليتان متشابهتان.

٤- التعديل المقداري مع إرسال الموجة الحاملة يمكن إجراء الاستخلاص عليها باستخدام دائرة بسيطة ورخيصة مع تجنب الحاجة للاستخلاص المتزامن.

٥- التعديل أحادي المجال الجانبي يستخدم نصف عرض المجال الذي كان في حالة التعديل المزدوج المجال، وهذا يتيح استخدام عرض المجال بكفاءة أكثر ولكنه يتطلب استخلاصاً متزامناً.

٦- الصورتان المتاحتان لتعديل الزاوية هما تعديل الطور، والتعديل الترددي وبينهما العديد من التشابهات. التعديل الترددي يتم استخدامه عملياً أكثر.

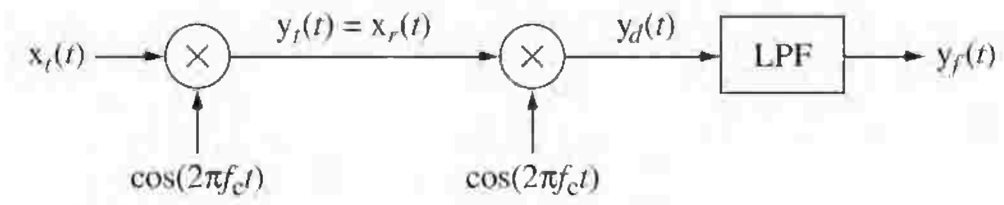
٧- طرق تعديل المقدار المستخدمة في الزمن المستمر لها مناظر مباشر في التعديل في الزمن المتقطع.

تمارين مع الإجابات

(في كل تمرين، تكون الإجابات مدونة بطريقة عشوائية)

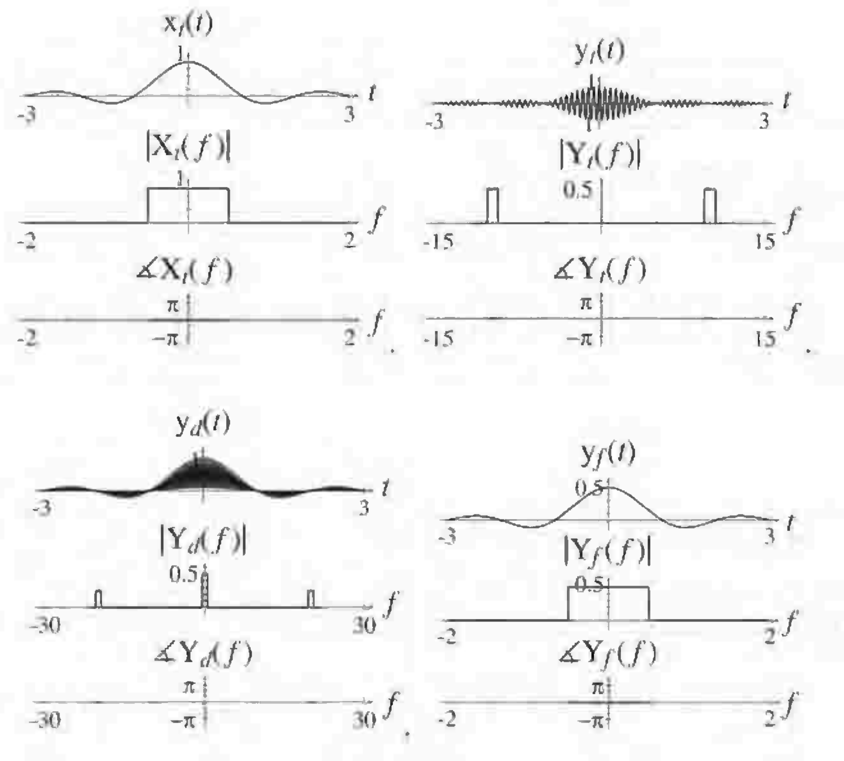
تعديل المقدار

١- في النظام الموجود في شكل (ت- ١)، $x(t)=\text{sinc}(t)$، و $f_c=10$، وتردد القطع للمرشح المنفذ للترددات المنخفضة هو 1Hz. ارسم الإشارات $x_t(t)$، و $y_t(t)$، و $y_d(t)$، و $y_f(t)$ ومقدار وزاوية تحويل CTFT لكل منها.



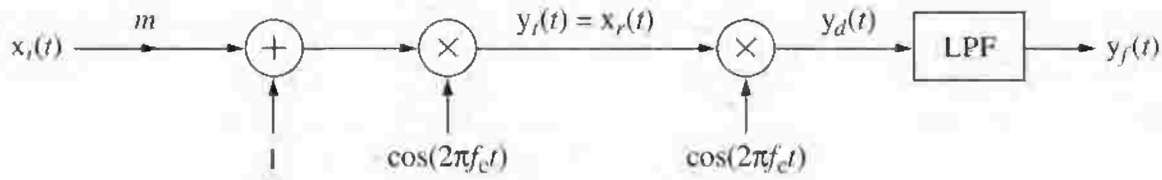
شكل رقم (ت-١)

الإجابة:



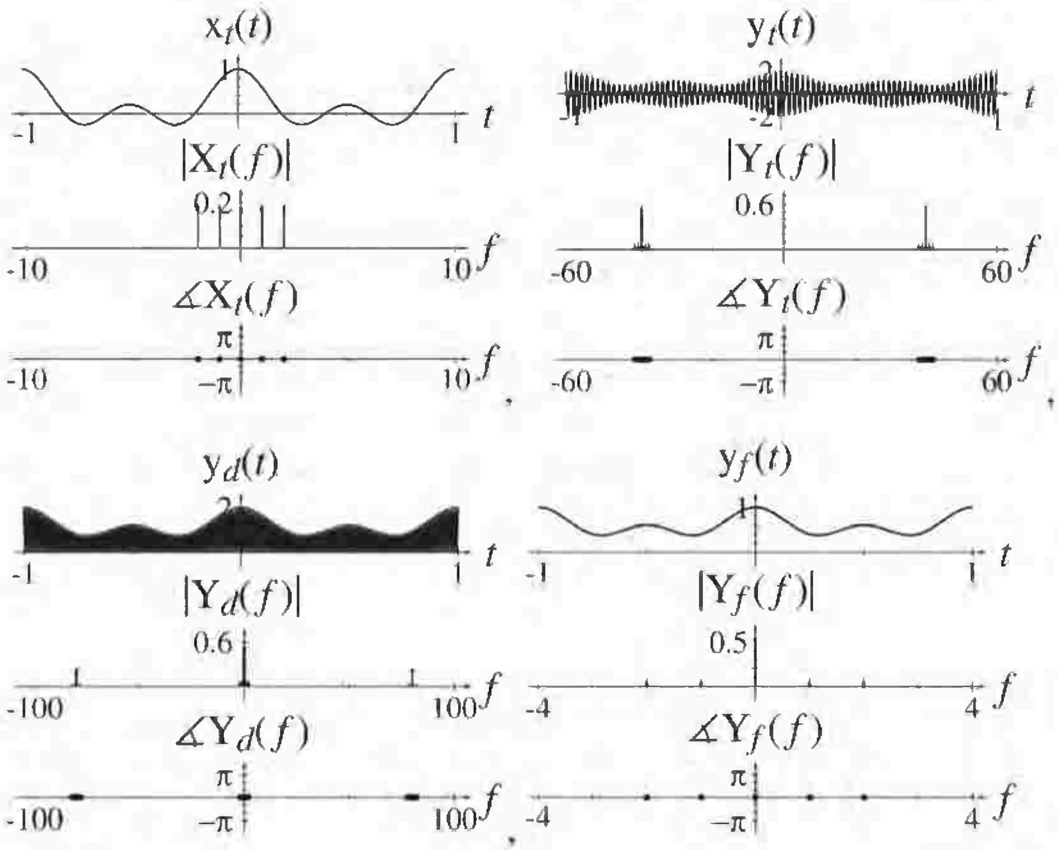
شكل رقم (ج-ت-١)

٢- للنظام الموجود في شكل (ت- ٢)، $x(t)=\text{sinc}(5t)*\delta_1(t)$، و $m=1$، و $f_c=40$، وتردد القطع للمرشح المنفذ للترددات المنخفضة يساوي 4Hz. ارسم الإشارات $x_t(t)$، و $y_t(t)$، و $y_d(t)$، و $y_f(t)$ ومقدار وزاوية تحويل الـ CTFT لكل منها.



شكل رقم (ت-٢)

الإجابة:



شكل رقم (ج-ت-٢)

٣- محطة راديو AM تذيع موسيقى بعرض مجال مطلق مقداره 5kHz. تستخدم المحطة تعديل المجال المزدوج مع إرسال الموجة الحاملة، وتردد الموجة الحاملة يساوي 1MHz.

(أ) ما هي الحدود الترددية الصغرى والعظمى f_{low}، و f_{high} لعرض المجال في فراغ الترددات الموجبة المشغول بالموجة الحاملة المعدلة التي تنشرها هذه المحطة ؟

(ب) إذا تغير تردد الموجة الحاملة إلى 1.5MHz، ما هي الحدود الترددية الصغرى والعظمى f_{low}، و f_{high} الجديدة لعرض المجال في فراغ الترددات الموجبة المشغول بالموجة الحاملة المعدلة التي تنشرها هذه المحطة ؟

(ت) إذا تغيرت المحطة إلى طريقة تعديل المجال الواحد مع قمع الموجة الحاملة، مع نشر المجال الأعلى فقط (على الفراغ الترددي الموجب) وكان تردد الموجة الحاملة هو التردد الأصلي 1MHz، فما هي الحدود الترددية الصغرى والعظمى f_{low}، و f_{high} الجديدة لعرض المجال في فراغ الترددات الموجبة المشغول بالموجة الحاملة المعدلة التي تنشرها هذه المحطة ؟

الإجابة: 1.005MHz، و 0.995MHz، و 1MHz، و 1.495MHz، و 1.005MHz، و 1.505MHz.

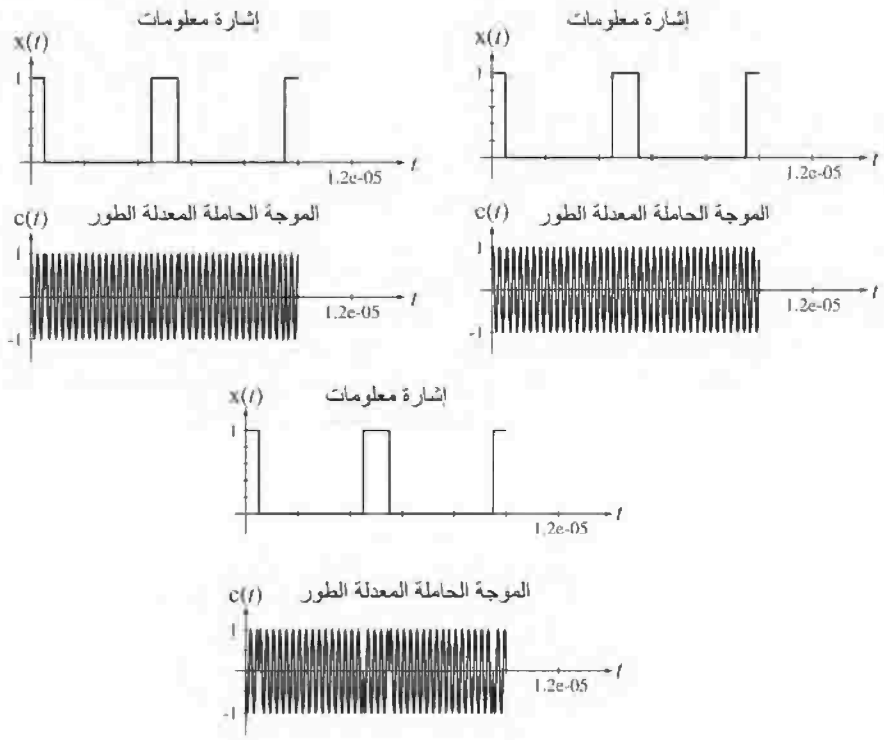
٤- إشارة $x(t)=4\text{sinc}(10t)$ هي إشارة دخل إلى نظام تعديل أحادي المجال، مع قمع الموجة الحاملة SSBSC والموجة الحاملة لهذا النظام هي $10\cos(2000\pi t)$. النظام يولد حاصل ضرب الإشارة $x(t)$ والموجة الحاملة لتكوين إشارة DSBSC وهي $y_{DSBSC}(t)$. النظام بعد ذلك يرسل المجال الجانبي العلوي ويقمع المجال الجانبي الأسفل في الإشارة $y_{DSBSC}(t)$ باستخدام مرشح مثالي منفذ للترددات المرتفعة لتشكيل الإشارة المرسلة $y(t)$. الإشارة المرسلة $y(t)$ يمكن التعبير عنها على الصورة $y(t)=A\text{sinc}(bt)\cos(ct)$. أوجد القيم العددية لكل من A و b و c.

الإجابة: 2005π، و 20، و 5.

التعديل الزاوي

٥- في نظام تعديل PM افترض أن الإشارة $x(t)=\text{rect}(10^6 t)*\delta_{5\mu s}(t)$ وافترض أن الموجة الحاملة هي $\sin(8\pi 10^6 t)$. ارسم إشارة خرج هذا النظام في الفترة الزمنية $0<t<10\mu s$ لثلاث قيم مختلفة لمعامل التعديل $k_p=\pi$ و $k_p=\pi/2$، و $k_p=\pi/4$.

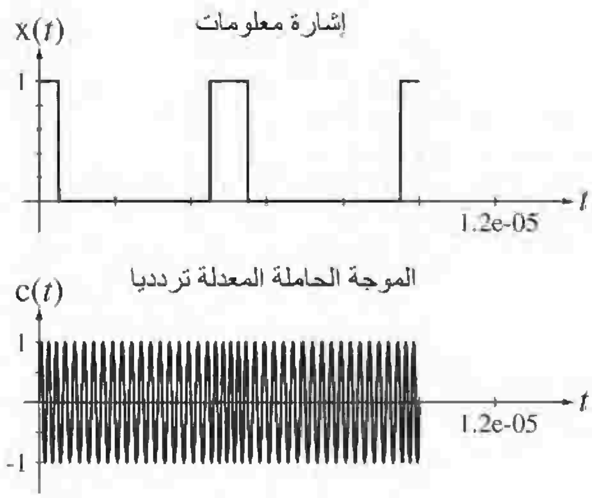
الإجابة:



شكل رقم (ج–ت–٥)

٦- في نظام تعديل FM افترض أن الإشارة $x(t)=rect(10^6t)*\delta_{5\mu s}(t)$ وافترض أن الموجة الحاملة هي $\sin(8\pi 10^6 t)$. ارسم إشارة خرج هذا النظام في الفترة الزمنية $0<t<10\mu s$ لثلاث قيم مختلفة لمعامل التعديل $k_f=8\pi x10^6$ و $k_f=4\pi x10^6$، و $k_f=2\pi x10^6$.

الإجابة:



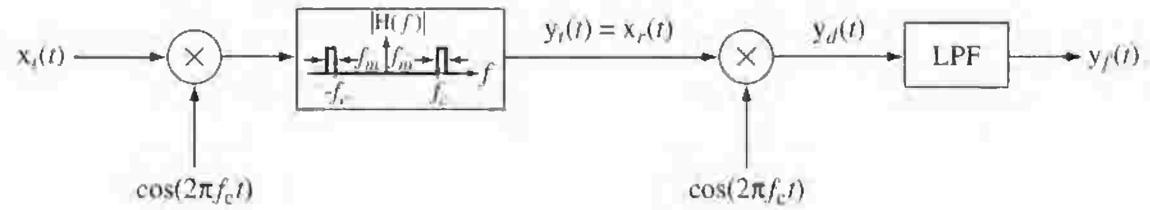
شكل رقم (ج–ت–٦)

تمارين بدون إجابات

تعديل المقدار

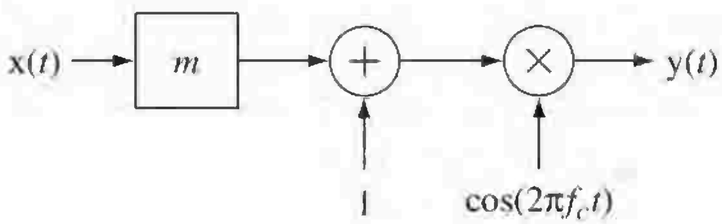
٧- أعد تمرين ١ ولكن مع استبدال الدالة الثانية $\cos(2\pi f_c t)$ بالدالة $\sin(2\pi f_c t)$.

٨- في النظام الموضح في شكل (ت- ٨)، $x_t(t)=\text{sinc}(t)$، و $f_c=10$ وتردد القطع للمرشح المنفذ للترددات المنخفضة تساوي 1Hz. ارسم الإشارات $x_t(t)$، و $y_t(t)$، و $y_d(t)$، و $y_f(t)$ ومقدار وزاوية تحويل CTFT لكل منها.



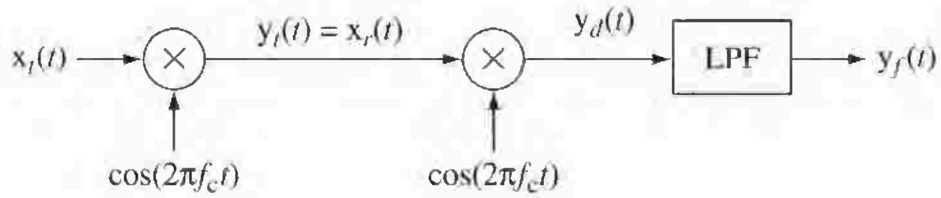
شكل رقم (ت-٨)

٩- الدالة الجيبية $x(t)=A_m\cos(2\pi f_m t)$ تقوم بتعديل الموجة الحاملة $A_c\cos(2\pi f_c t)$ في نظام مزدوج المجال مع إرسال الموجة الحاملة DSBTC من النوع الموضح في شكل (ت- ٩). إذا كانت Am=1، و $f_m=10$، و $A_c=4$، و fc=1000، و m=1، أوجد القيمة العددية لكل طاقة الإشارة في y(t) عند تردد الموجة الحاملة Pc والقيمة العددية لكل طاقة الإشارة في y(t) في مجالاتها الجانبية Ps.



شكل رقم (ت-٩)

١٠- للنظام الموجود في شكل (ت- ١٠) افترض أن $x_t(t)=3\sin(1000\pi t)$، وأن $f_c=5000$ وافترض أن المرشح المنفذ للترددات المنخفضة (LPF) مثالي بمقدار استجابة ترددية تساوي واحداً في مجال المرور أو السماح له.



شكل رقم (ت–١٠)

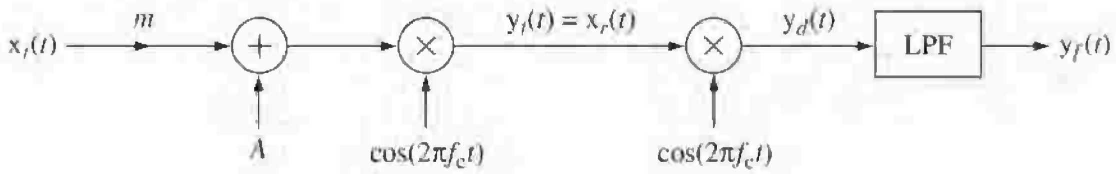
(أ) أوجد طاقة الإشارة $y_t(t)$.

(ب) أوجد طاقة الإشارة $y_d(t)$

(ج) أوجد طاقة الإشارة $y_f(t)$ إذا كان تردد القطع للمرشح المنفذ للترددات المنخفضة يساوي 1kHz.

(د) أوجد طاقة الإشارة $y_f(t)$ إذا كان تردد القطع للمرشح المنفذ للترددات المنخفضة يساوي 100Hz.

١١- للنظام الموجود في شكل (ت– ١١) إفترض أن $x_t(t)=3\sin(1000\pi t)$، وأن $m=1$ وأن $A=3$، وأن $f_c=5000$ وافترض أن المرشح المنفذ للترددات المنخفضة (LPF) مثالي بمقدار استجابة ترددية تساوي واحداً في مجال المرور أو السماح له.



شكل رقم (ت–١١)

(أ) أوجد طاقة الإشارة $y_t(t)$.

(ب) أوجد طاقة الإشارة $y_d(t)$

(ج) أوجد طاقة الإشارة $y_f(t)$ إذا كان تردد القطع للمرشح المنفذ للترددات المنخفضة يساوي 1kHz.

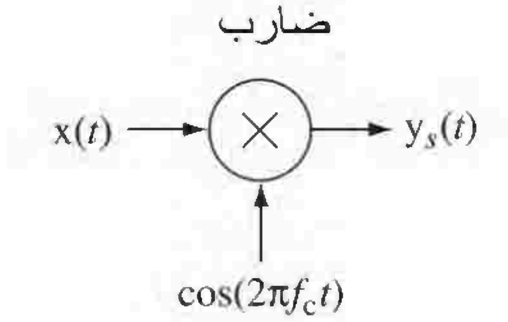
(د) أوجد طاقة الإشارة $y_f(t)$ إذا كان تردد القطع للمرشح المنفذ للترددات المنخفضة يساوي 100Hz.

١٢- إشارة $x(t)$ ليس لها أي طاقة خارج المدى الترددي $-f_c/100<f<f_c/100$ تم ضربها في الموجة الحاملة $\cos(2\pi f_c t)$ لتكوين الإشارة $y_t(t)$. بعد ذلك تم ضرب $y_t(t)$ في $\cos(2\pi f_c t)$ لتكوين الإشارة $y_r(t)$. بعد ذلك تم ترشيح $y_r(t)$ باستخدام مرشح مثالي منفذ للترددات المنخفضة له الاستجابة الترددية $H(f)=6\text{rect}(f/2f_c)$ لتكوين الإشارة $y_f(t)$. ما هي نسبة طاقة الإشارة $y_f(t)$ إلى طاقة الإشارة في $x(t)$، بمعنى P_{yf}/P_x ؟

١٣- في النظام الموضح في شكل (ت– ١٣) إفترض أن CTFT لإشارة الدخل هو $X(f)=\text{tri}(f/f_c)$. هذا النظام يسمى أحياناً بنظام التشويش ؛ لأنه ينقل مكونات الإشارة إلى مواضع جديدة لجعلها غير مفهومة.

(أ) باستخدام ضارب تناظري فقط ومرشح مثالي، صمم "مستخلص تشويش" يقوم باستخلاص الإشارة الأصلية من الإشارة التي تم تشويشها.

(ب) ارسم مقدار الطيف لكل إشارة في نظام التشويش والاستخلاص من التشويش.



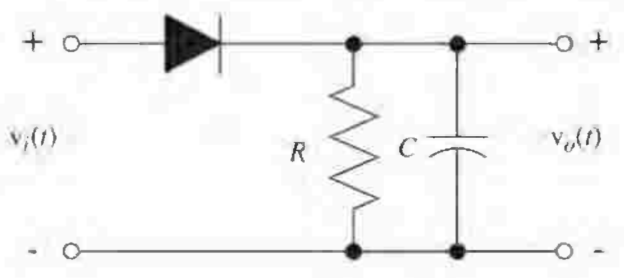
شكل رقم (ت-١٣) نظام تشويش

تعديل الزاوية

١٤- في تعديل PM افترض أن إشارة المعلومات هي $x(t)=\sin(10^5 t)$، وافترض أن الموجة الحاملة هي $\cos(2\pi 10^6 t)$ وافترض أن معاملات التعديل هي $k_p=\pi/5$ و $k_f=k_p 10^6/5$. ارسم إشارة خرج هذا المعدل في المدى الزمني $0<t<20\mu s$. احسب خرج المعدل بطريقتين، (١) مباشرة كإشارة معدلة، (٢) باستخدام تقريبات الـ PM والـ FM الضيق المجال. قارن بين هذه المخططات.

كاشف الغلاف

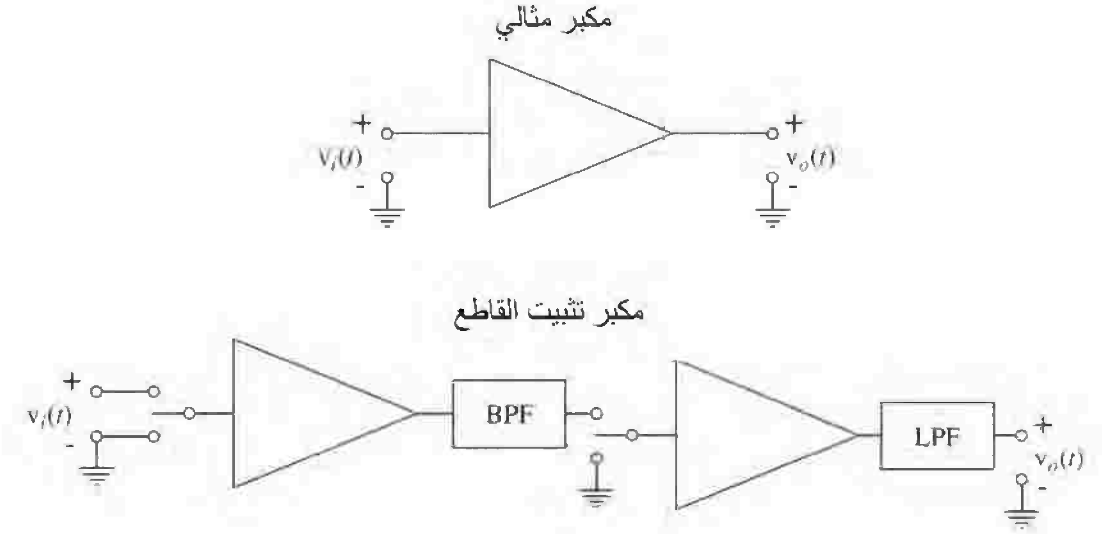
١٥- في شكل (ت- ١٥) مخطط دائرة للكشف عن الغلاف. افترض أن الدايود مثالي وأن جهد إشارة الدخل هو جيب تمام عند التردد 100kHz بمقدار يساوي 200mV. افترض أن الثابت الزمني RC يساوي ٦٠ ميكروثانية. أوجد وارسم مقدار CTFT لإشارة جهد الخرج.



شكل رقم (ت-١٥) كاشف للغلاف

مكبر تثبيت القاطع

١٦- المكبرات الإلكترونية التي تتعامل مع الإشارات المنخفضة التردد جداً يكون من الصعب تصميمها نتيجة أن الانحراف الحراري لجهد الانحياز لا يمكن تفريقه من الإشارات. لهذا السبب فإن أحد الطرق الشهيرة لتصميم المكبرات للترددات المنخفضة هو ما يسمى مكبرات "تثبيت القاطع" كما في شكل (ت- ١٦).



شكل رقم (ت-١٦) مكبر نثبيت القاطع

مكبر تثبيت القاطع يقوم بتقطيع إشارة الدخل عن طريق فتحها وغلقها دورياً. هذا التأثير يكافئ تعديل مقدار النبضة الذي يتم فيه تعديل طابور من النبضات عن طريق إشارة الدخل التي تكون موجة مربعة بدورة إشغال 50% تتبدل بين الصفر والواحد. بعد ذلك يتم ترشيح هذه الإشارة المقطعة بمرشح منفذ لمجال من الترددات للتخلص من إشارة انحراف حراري بطيء من المكبر الأول. بعد ذلك يتم تقطيع الإشارة المكبرة مرة أخرى عند المعدل نفسه تماما وفي الطور نفسه مع إشارة التقطيع المستخدمة عند دخل المكبر الأول. يمكن بعد ذلك تكبير هذه الإشارة. الخطوة الأخيرة هي ترشيح الإشارة الخارجة من المكبر الأخير بمرشح منفذ للترددات المنخفضة لاسترجاع نسخة مكبرة من الإشارة الأصلية. (إن هذا يعتبر نموذجا مبسطا ولكنه يبين الخواص الأساسية لمكبر تثبيت القاطع).

افترض المعاملات التالية لمكبر تثبيت القاطع :

تردد القطع	500Hz
معامل التكبير لأول مكبر	100V/V
المرشح المنفذ لمجال من الترددات	تكبير وحدة، مثالي، زاوية تساوي صفر
مجال المرور أو السماح	250<f<750
معامل تكبير المكبر الثاني	10V/V
المرشح المنفذ للترددات المنخفضة	تكبير وحدة، مثالي، زاوية تساوي صفر
عرض المجال	100Hz

افترض أن إشارة الدخل لها عرض مجال 100Hz. ما هو معامل التكبير DC لمكبر تثبيت القاطع ؟

تعدد المسارات

١٧- مشكلة شائعة في إرسال إشارات التليفزيون الهوائية هي تشويه المسارات المتعددة في الإشارة التي يتم استقبالها نتيجة تأرجح الإشارة المرسلة حول الهياكل البنائية. في العادة تصل إشارة أساسية قوية عند زمن معين وإشارة شبح ضعيفة تصل في وقت متأخر عن ذلك. وعلى ذلك فإذا كانت الإشارة المرسلة هي $x_t(t)$ ، فإن الإشارة المستقبلة ستكون :

$$X_r(t) = K_m\, X_t(t - t_m) + K_g\, X_t(t - t_g)$$

حيث $Km >> Kg$ و $t_g > t_m$ ،

(أ) ما هي الاستجابة الترددية لنظام الاتصالات هذا ؟

(ب) كيف يمكن أن تكون الاستجابة الترددية لنظام تسوية أو معادلة يمكنه أن يعوض تأثيرات المسارات المتعددة ؟