

図1
フィルタ方式による
SSBの発生

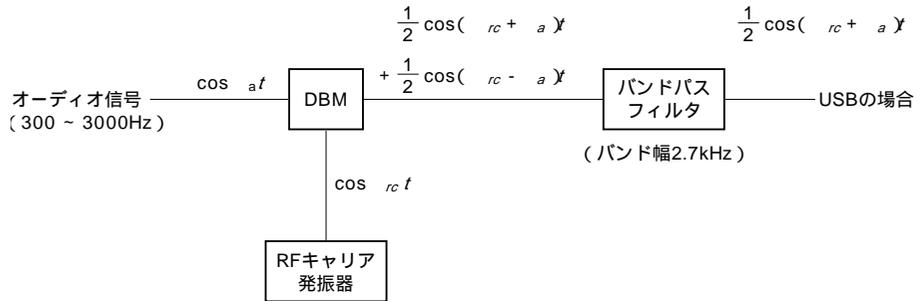
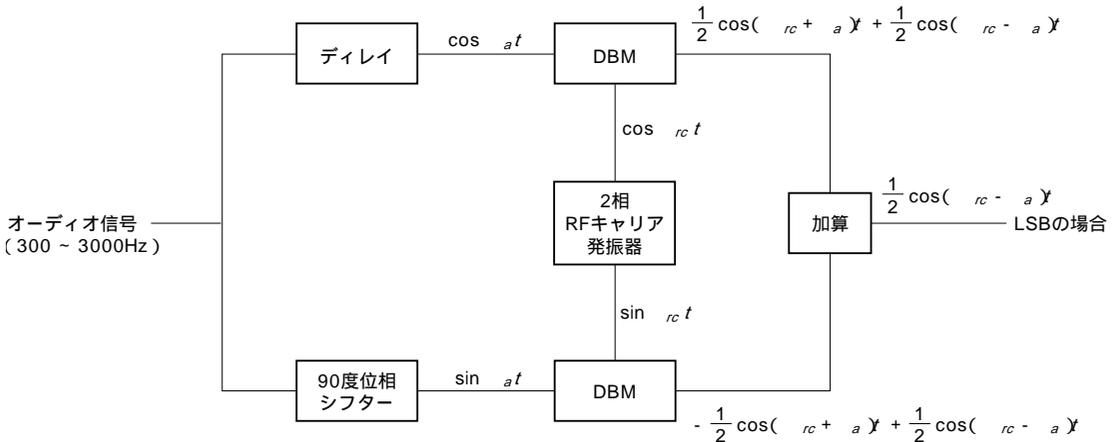


図2 PSN方式によるSSBの発生



トランシーバを構成したときにコストの面で有利です。難点としては切れの良いフィルタでパスバンドの群遅延特性をフラットにすることは困難なことから、作られたSSB信号の音質が劣化することがあるといわれています。

PSN方式

図2に示すように、90°位相をずらした二つのオーディオ信号と90°位相をずらした二つのキャリア信号の積をとってから、それぞれの和もしくは差をすることで、計算によって不要のサイドバンドを除いてSSB信号を作る方式です。オーディオ信号は帯域をもっているため（アマチュア無線機の場合300～3000Hz程度）、各周波数成分についてゲイン差を作ることなく90°の位相差を作ることが難しく、古くはナグートやB&WなどのCRブリッジ回路による位相器や、多数のCRを組み合わせたポリフェーズPSNなどの実現例があります。位相回路がきちんと作れば、良好なパスバンド特性を示すといわれています。

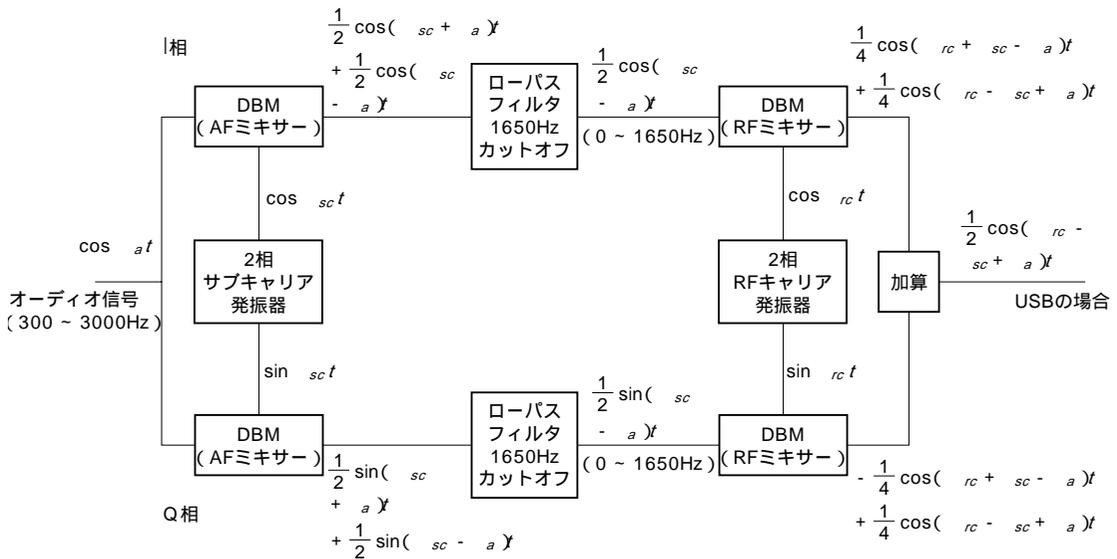
最近のDSPによるSSB発生となっているメーカー製リグは、オーディオ信号をAD変換してデジタル値に直したあとで、DSPの計算によりオーディオ信号の位相シフトを行い、キャリアの位相差発生やミキサー回路もデジタルで行ってPSN方式でSSB信号を作っているものが多いようです。

Weaver方式

図3に示すように、PSN方式のオーディオ位相シフト回路を、90°位相差をもった二つのオーディオ帯域のサブキャリアを使用したミキサー回路と、切れの良いオーディオ帯域のフィルタを使うことで置き換えたもので、PSN方式の発展形といっても良いものです。Weaver方式の原理図に則りSSB信号が作られる様子を計算式で示します。

オーディオ入力は300～3000Hz、サブキャリアはオーディオ帯域の真ん中の1650Hzとします。使用するローパスフィルタはサブキャリアと同じ1650Hzをカットオフ周波数とし、カ

図3 Weaver方式によるSSBの発生



ットオフ周波数までは減衰ゼロ、カットオフ周波数以上では減衰無限大という理想ローパスフィルタとします。

途中の説明を簡単にするため各信号の値は1とし、ミキサー回路の変換ゲインは1とします。

オーディオ入力にフーリエ変換により複数のコサイン波の重ね合わせと考えることができ、一つの周波数成分に注目すると

$$\cos \omega_a t$$

図3の上側をI相、下側をQ相とすると

- I相側のサブキャリアを $\cos \omega_{sc} t$
- Q相側のサブキャリアを $\sin \omega_{sc} t$
- I相側のRFキャリアを $\cos \omega_{rc} t$
- Q相側のRFキャリアを $\sin \omega_{rc} t$

とします。

ここでsinとcosの性質からキャリア、サブキャリアのそれぞれは90°の位相差を持っているのは明らかです。

オーディオ入力とサブキャリアを掛け合わせるAFミキサー回路の出力は、三角関数の積和公式からI相側は、

$$\cos \omega_{sc} t \times \cos \omega_a t = \frac{1}{2} \cos(\omega_{sc} + \omega_a) t + \frac{1}{2} \cos(\omega_{sc} - \omega_a) t$$

.....

となり、Q相側は、

$$\sin \omega_{sc} t \times \sin \omega_a t = \frac{1}{2} \sin(\omega_{sc} + \omega_a) t + \frac{1}{2} \sin(\omega_{sc} - \omega_a) t$$

.....

となります。

ここで条件に設定した理想ローパスフィルタを通すと、それぞれ第1項が除かれてローパスフィルタの出力では、

$$\text{から } \frac{1}{2} \cos(\omega_{sc} - \omega_a) t \dots\dots\dots$$

$$\text{から } \frac{1}{2} \sin(\omega_{sc} - \omega_a) t \dots\dots\dots$$

となります。

それぞれの信号とRFキャリアを掛け合わせるRFミキサー回路の出力は、同じく積和公式を用いてI相側は

$$\cos \omega_{rc} t \times \frac{1}{2} \cos(\omega_{sc} - \omega_a) t$$

$$= \frac{1}{4} \cos(\omega_{rc} + \omega_{sc} - \omega_a) t + \frac{1}{4} \cos(\omega_{rc} - \omega_{sc} + \omega_a) t$$

.....

となり、Q相側は

$$\sin \omega_{rc} t \times \frac{1}{2} \sin(\omega_{sc} - \omega_a) t$$

$$= \frac{1}{4} \cos(\omega_{rc} + \omega_{sc} - \omega_a) t + \frac{1}{4} \cos(\omega_{rc} - \omega_{sc} + \omega_a) t$$

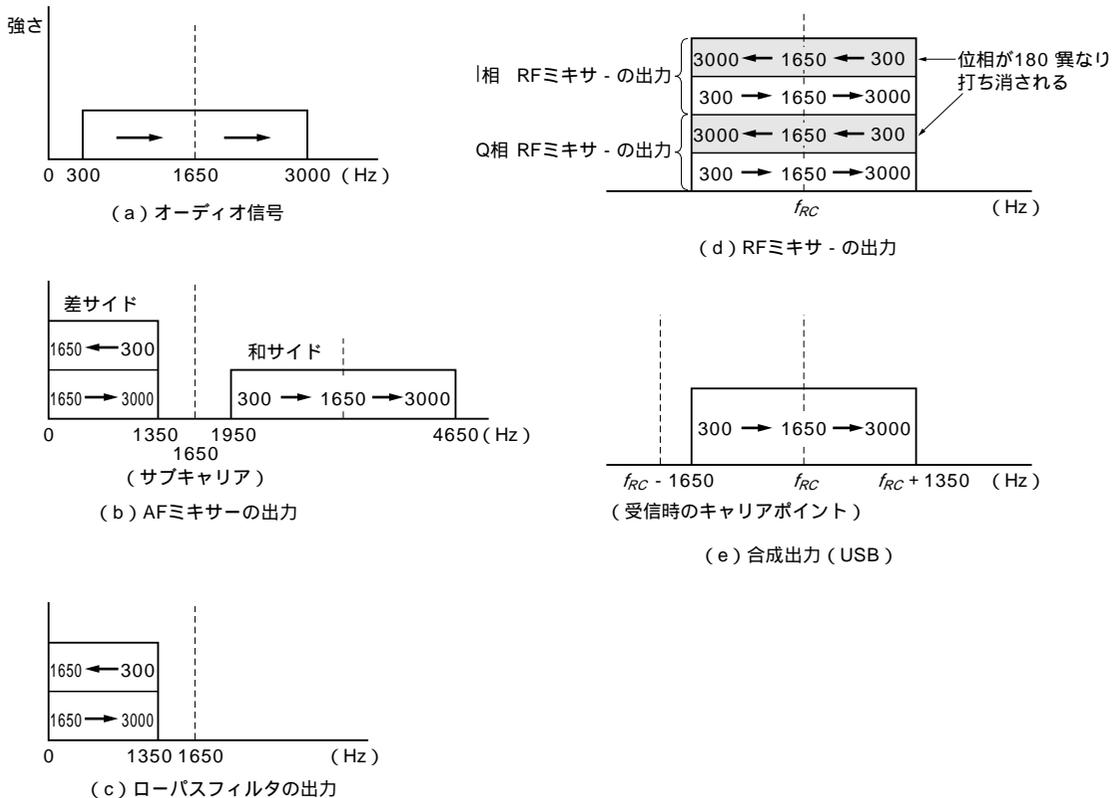
.....

となります。

ここで、と を加算すると第1項は消去されて

$$\frac{1}{2} \cos(\omega_{rc} - \omega_{sc} + \omega_a) t$$

図4 Weaver方式の周波数スペクトラムの変化



となり、RFキャリアからサブキャリアを引いた周波数をキャリアポイントとするUSB信号が発生します。

また、からを引算すれば第2項が消去されて

$$\frac{1}{2} \cos(\omega_{rc} + \omega_{sc} - \omega_a)t$$

となり、RFキャリアとサブキャリアを足した周波数をキャリアポイントとするLSB信号が発生します。

オーディオ信号の各周波数成分についてこの式は成立し、重ね合わせが成立しますから、帯域内のオーディオ信号について所望のSSB信号が発生することになります。

図4は処理の概要について、簡単に示したものです。

ここで注目すべきは、Weaver方式では元のオーディオ信号はAFミキサーの後のローパスフィルタで低域、高域とも制限することができます。フィルタのカットオフ周波数はサブキャリアの周波数より低く設定でき、サブキャリア

をオーディオ帯域の真ん中に決めた場合は、オーディオ帯域の半分の値をカットオフとするローパスフィルタで必要十分となります[この例の場合は $(3000 - 300)/2 = 1350\text{Hz}$]。

オーディオ信号とサブキャリア信号の周波数が等しい場合(この例では1650Hzのとき)は、AFミキサーの出力は直流となるため、AFミキサー以降の回路は直流域まで含んで扱える回路でないといけなことがわかります。

Weaver方式の場合は、USBとLSBではサブキャリアの2倍だけキャリアポイントが異なっているため、Weaver方式以外の通常のフィルタタイプ受信機やトランシーバで受信できるようにUSB、LSBを切り替える場合はその分をRFキャリアか後のトランスパータで補正する必要があります。

このように式で証明されると確かにWeaver方式によってSSB信号が発生すると思えるのですが、サブキャリアがオーディオ帯域の真ん中にあるというのはどうにも気持ちがよくありません。本当にSSBが発生できるのか現在手