

LCフィルタ設計技法

1. 初めに

デジタル回路全盛期の現在、アナログ回路の設計、測定、調整ができる人は減る一方で、特に高周波回路の設計ができる人はかなり減ってしまいました。今ではある程度の周波数までデジタル処理できてしまうので、無線機では 455kHz IF 以降はほとんどデジタル処理化されています。しかし、特に受信機の場合、アンテナから入ってくる受信信号レベルは-100dBm 以下であることは珍しくなく、A/D 変換器に入れても1ビットにも満たないのでA/D変換器の前には必ず増幅器が必要です。また、広帯域な増幅器を入れると混変調の問題があり、増幅器の前段に必ずと言っていいほどフィルタを挿入しなければなりません。ある程度周波数が低い場合はオペアンプによるアクティブフィルタが使われますが、オペアンプによるノイズの問題があり信号レベルが小さなところでは使えず、受信系のトップフィルタとしてはLCフィルタが使用されます。高い周波数ではオペアンプのゲインが低下しアクティブフィルタとして動作しなくなるため、もっぱらLCフィルタが使用されます。数10年後は分かりませんが、ここ10年くらいはまだまだLCフィルタが受信系全体の性能を左右する時代が続くでしょう。

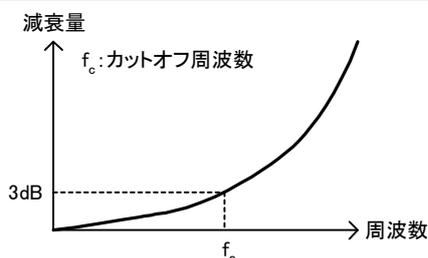
LCフィルタは低い周波数から高い周波数まで動作可能で、中心周波数や帯域幅を自由に設計できる柔軟性に富んだ回路ですが、設計手法が難しいと思われるようでアマチュア界では定K型や複同調回路以外はほとんど使われていないのが現状でしょう。しかし、LCフィルタの設計技法は意外と簡単で難しい計算は必要なく、ある種の数表と電卓(四則演算)があればLPFであろうとHPFであろうとBPFであろうと設計できます。その数表がミソなのですが、今までは参考文献のグラフや表から数字を拾う必要があったのですが、今回はそれをexcelで作ってみましたので減衰特性や部品定数を正確な数値で算出できます。ここでは具体例を交えてフィルタの設計技法を紹介します。

なお、今回の自作excelワークシートはある程度の検算は行っていますが、個人の趣味で作成した物なので**100%バグが無いとは言い切れず、計算結果の信頼性を保証するものではありません**。フィルタの設計が完了したら回路シミュレータで特性を確認するのが無難です。

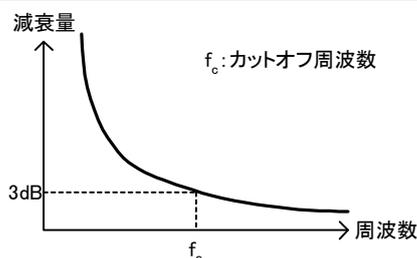
2. フィルタの形式

広く知られているようにフィルタには以下の4つの形式があります。後述しますが、どの形式でも設計手法はほとんど変わらず、ひとつ覚えればどの形式でも設計できます。

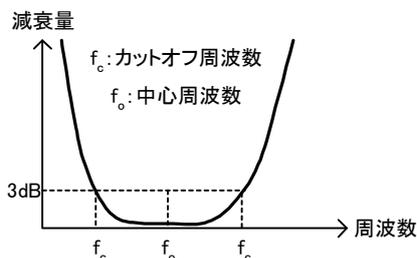
フィルタ形式	動作
ローパスフィルタ (LPF)	ある周波数より低い周波数のみ通過させる
ハイパスフィルタ (HPF)	ある周波数より高い周波数のみ通過させる
バンドパスフィルタ (BPF)	ある周波数付近のみ通過させる
バンド阻止フィルタ (BEF)	ある周波数付近のみ減衰させる



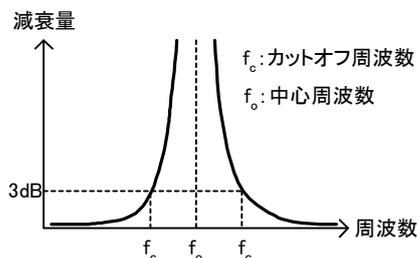
ローパスフィルタ(LPFP)の減衰特性例



ハイパスフィルタ(HPFP)の減衰特性例



バンドパスフィルタ(BFP)の減衰特性例



バンド阻止フィルタ(BEP)の減衰特性例

3. フィルタ設計に必要な仕様

フィルタを設計するときには要求された性能を満たすように設計しますので、フィルタの性能を示すいくつかの仕様値が必要です。場合によっては不要な仕様もありますが、おおよそ次のような仕様が必要です。フィルタ形式による仕様一覧を示します。

フィルタ種類による仕様

項目	LPF、HPF	BPF、BEF
特性インピーダンス	○	○
中心周波数	—	○
カットオフ周波数	○	—
帯域幅	—	○
阻止周波数	○	○
帯域内リップル	△	△
群遅延歪	△	△

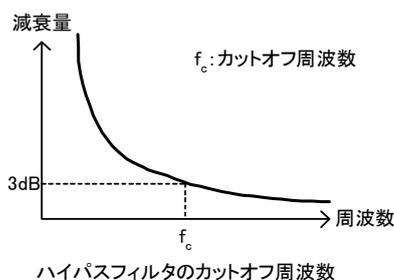
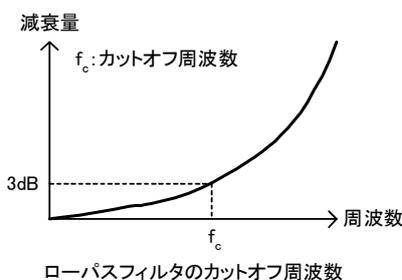
○：必要 △：場合により必要 —：適用外

3. 1 特性インピーダンス Z。

フィルタの入出カインピーダンス。高周波の場合は接続されるケーブルやデバイスのインピーダンスは 50Ω が多いので通常 50Ω ですが、低周波では 600Ω も使われます。単独の共振回路による簡単なフィルタではフィルタの負荷インピーダンスが低いほど Q が低下して周波数特性が悪くなりますが、フィルタ理論に基づいて設計したフィルタは特性インピーダンスとは無関係に同一の周波数特性を持ちます。 50Ω で設計しても 600Ω で設計しても同じ周波数特性です。ただし回路中の電圧、電流には差がありますので大電力を扱う際は要注意。また、回路の素子値もインピーダンスで異なり、インピーダンスが高いとインダクタンスが大きくなり物理的大きさも大きくなり、コデンサは小さくなってストレージ容量が影響してくることもあるので要注意。測定の都合上、高周波では通常は 50Ω が用いられます。

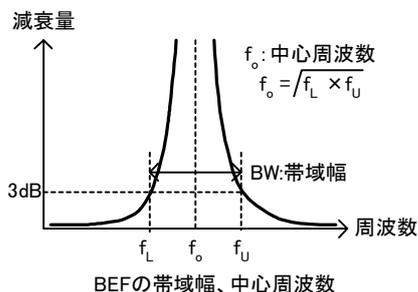
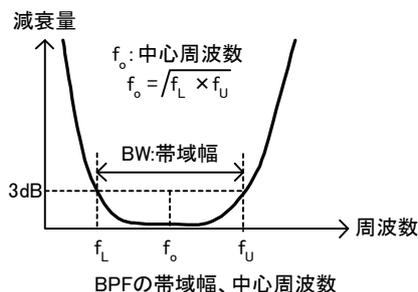
3. 2 カットオフ周波数 f_c 。

ローパスフィルタ (LPF)、ハイパスフィルタ (HPF) で使用。通過帯域と阻止帯域境界の周波数。通常は減衰が 3dB (電力比で半分) となる周波数をカットオフ周波数と呼ぶのが慣例ですが、設計上は何 dB でもかまいません。



3. 3 帯域幅 BW

バンドパスフィルタ、バンド阻止フィルタで使用。通過帯域/阻止帯域の周波数幅。通常は減衰が 3dB となる周波数幅を帯域幅と呼ぶのが慣例ですが、設計上は何 dB でもかまいません。設計計算の面から見ると LPF、HPF のカットオフ周波と同じ扱いですが、帯域幅が同じでも次に述べる中心周波数が高いと回路の Q ($Q = \text{中心周波数} / \text{帯域幅}$) が高くなり部品の Q も高くする必要がありますので、中心周波数と帯域幅の比には要注意。

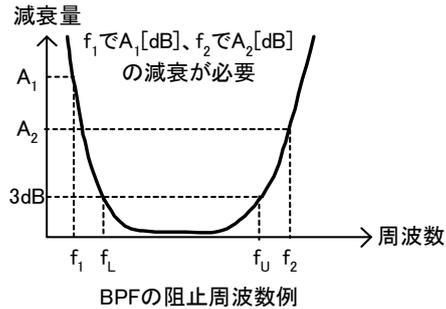
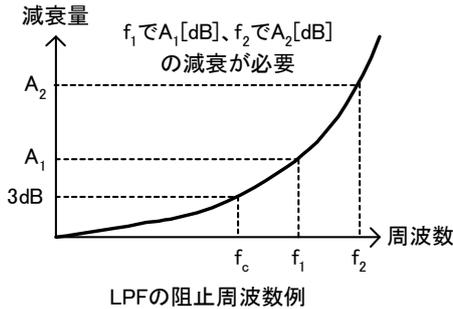


3. 4 中心周波数 f_0

バンドパスフィルタ (BPF)、バンド阻止フィルタ (BEF) で使用。通過帯域及び阻止帯域の中心周波数。ただし、算術平均 $(f_L + f_U)/2$ ではなく、幾何平均 $\text{SQRT}(f_L \times f_U)$ であるので注意。でもフィルタの Q が 10 以上であれば算術平均も幾何平均もほとんど同じ値になります。

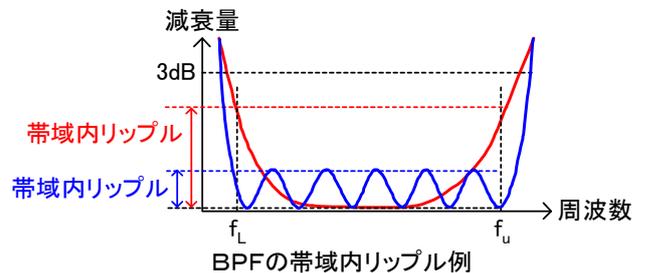
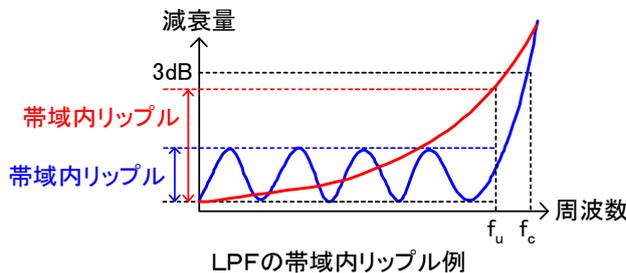
3. 5 阻止周波数と減衰量

全フィルタ形式で使用。帯域外のある周波数でどれくらい減衰が必要かを示します。たとえば高調波抑圧が目的ならば 2 倍波で 40dB 落ち等です。阻止周波数は 1 つでも複数でもかまいません。複数ある場合はもっとも厳しい仕様を満足すよう設計することになります。この仕様で周波数特性の急峻さが決まるので、この仕様が決まらなるとフィルタ設計はできません。また、減衰が厳しい仕様だと設計はできても調整が困難な場合もありますので、仕様を検討する段階で無理が無いかよく考えましょう。



3. 6 帯域内リップル(利得平坦度)

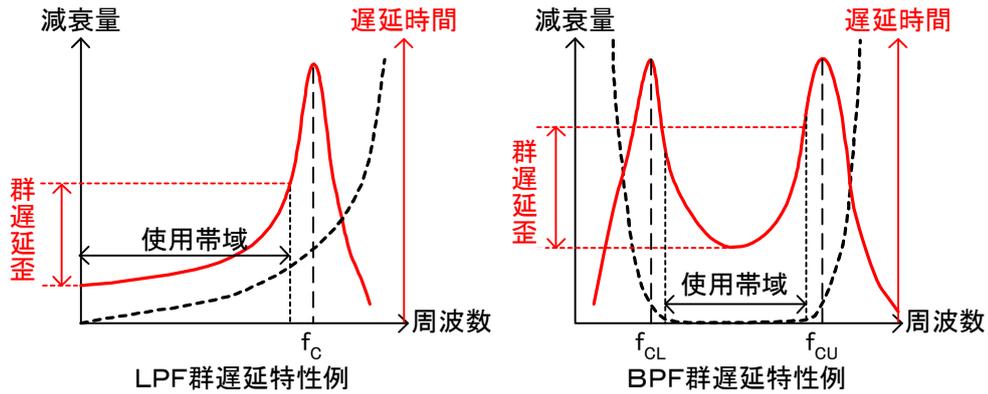
全フィルタ形式で使用しますが考慮しない場合も多いです。帯域内リップルとは使用帯域内(3dB帯域よりも狭い)の挿入損失の許容変動幅のことです。フィルタは帯域内の周波数特性は完全にフラットではなく、カットオフ周波数に向かって徐々に損失が増大したり、帯域内で減衰特性が波打ちますので、帯域内でも周波数によって減衰量は異なります。アナログ通信方式(アナログ信号を変調信号とする方式)の場合は大きな問題にならないことが多いですが、デジタル通信方式(1/0を変調信号とする方式)の場合はリップルが大きいとビット誤り率が劣化するので、ある程度に抑える必要があります。帯域内リップルが大きくてもいい場合は少ないフィルタ段数で急峻な周波数特性が得られますが、帯域内リップルが小さくないとまずい場合はフィルタ段数を増やさないと急峻な周波数特性は得られません。また、フィルタ前後に接続する回路のインピーダンスがずれていると設計値よりリップルが増大しますので、可能な限りフィルタ両端には 3dB 程度のアッテネータを挿入して見かけのマッチングを良くしましょう。



3. 7 群遅延偏差(群遅延歪)

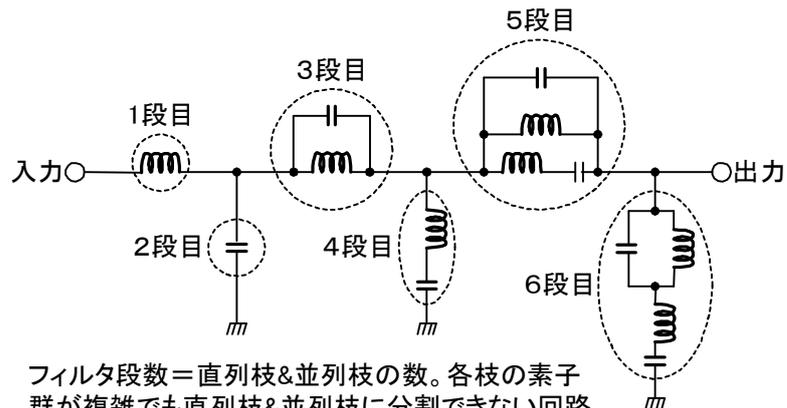
全フィルタ形式で使用しますが考慮しない場合も多いです。群遅延偏差とは使用帯域内での最大伝搬時間差のこと。フィルタ回路では周波数によって信号伝搬速度に差が生じ、速く通過する周波数もあれば遅い周波数もあります。単一キャリアなら周波数は 1 点なので伝搬時間差は発生しませんが、スペクトラムが広い信号をフィルタに入れた場合、周波数により伝搬時間が異なるため出力波形は入力波形と異なってしまいます(群遅延歪み)。通常はカットオフ周波数付近が最も伝搬速度が遅く、中心周波数付近が最も伝搬速度が速いです。帯域内リップル同様、アナログ通信方式の場合は大きな問題にならないことが多いですが、デジタル通信方式の場合はリップルが大きいとビット誤り率が劣化します。また、帯域内リップル同様、フィルタ前後に接続する回路のインピーダンスがずれていると設計値より群遅延偏差が増大しますので、可能な限りフィルタ両端には 3dB 程度

のアッテネータを挿入して見かけのマッチングを良くしましょう。なお、群遅延偏差は遅延等化回路である程度補正可能で、それについては後述します。

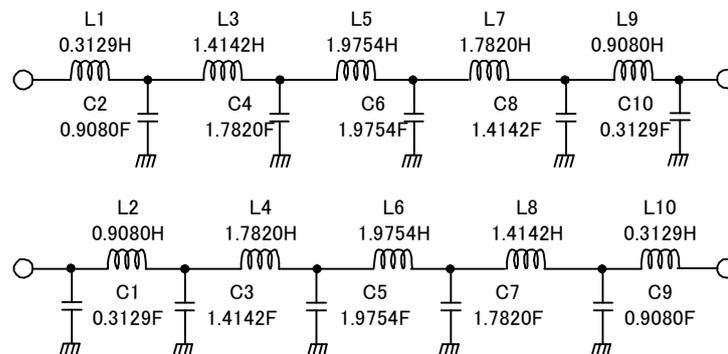


4. フィルタの段数

フィルタの段数とは直列／並列枝の数のことで、枝の回路がどれだけ複雑でも直列／並列枝に分割できない回路構成なら1段と数えます。フィルタ回路の形式としては入力が並列枝で始まる場合と直列枝で始まる場合とがありますが(部品定数も異なる)、どちらも性能は変わりません。フィルタは段数が多いほど急峻な減衰特性が得られ、後述するフィルタ特性の種類によって同じ段数でも急峻さが異なりますので、与えられた減衰特性を満足するようなフィルタとしては、特性+段数の組み合わせにより何種類か存在します。段数が多くなると部品点数は増えて回路が大型化するのと、調整箇所が多くなって調整が面倒になるので、減衰特性以外の性能に引っかからない限り段数は少ないほうが好ましいです。



フィルタ段数=直列枝&並列枝の数。各枝の素子群が複雑でも直列枝&並列枝に分割できない回路なら1段と数える

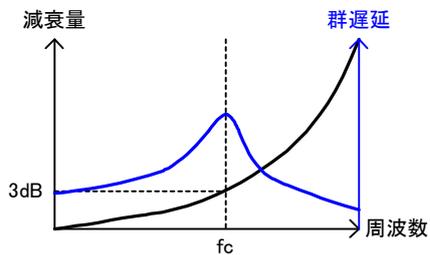


10段正規化バターワースフィルタ。回路は異なるがどちらの回路でも同一特性。段数が異なっても上記のように2通りの回路が存在するので好きな方を選ぶ。

5. フィルタ特性の種類

先述のようにフィルタ形式としてLPF/HPF/BPF/BEFがありますが、それとは別にフィルタ特性があります。それらは一部の形式を除いて見かけ上の回路は全く同じで、接続図を見ただけでは特性は判別できません。みかけは同じでも主に減衰の鋭さに違いがあり、それは設計思想の違いでもあり、各特性には名称が付けられています。ここでは以下のフィルタ特性について説明します。

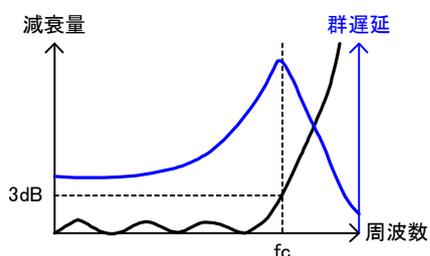
5.1 バターワース特性



バターワース特性
帯域内フラット、無限大周波数で減衰無限大

最も広く用いられる特性。特徴は帯域内の周波数特性の乱れが無く、減衰量は単調増加します。LPF ではDCで最も損失が少なくなります。減衰の鋭さは後述するチェビシェフ特性や楕円関数特性と比較して緩やかですが、群遅延歪はチェビシェフ特性や楕円関数特性よりも少なく、両者のバランスが取れた特性です。部品定数もあまりとんでもない値は出にくいと思います。バターワース特性では段数が多すぎて実用的でない場合にチェビシェフ特性や楕円関数特性を選択するのが得策です。

5.2 チェビシェフ特性

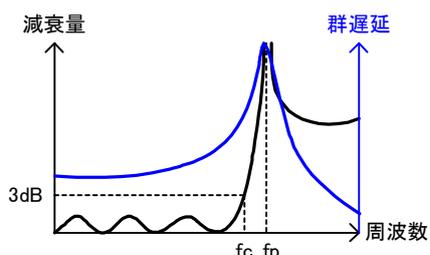


チェビシェフ特性
帯域内リップル有、無限大周波数で減衰無限大

バターワース特性の次によく使われる特性。バターワースでは帯域内の振幅の乱れ(リップル)はありませんでしたが、チェビシェフではリップルを許容して減衰特性を稼いでいます。許容されるリップルが大きいほど鋭い減衰特性が得られ、リップルがゼロの時はバターワース特性と同一になります。つまり、リップルの大きさと特性のさじ加減が可能で、バターワースと同じ特性からずっと鋭い減衰特性まで自由に選択できます。減衰特性が鋭いほどフィルタ段数は少なくて済むので小型化や調整の容易化が可能です。ただし減衰が鋭いほど群遅延歪が大きくなり、部品に要求されるQは高くなります。なお、**チェビシェフでは一般的な計算式では偶数段数時に両端の特性インピーダンスを同じ値に揃えることができず、片側は 50Ω に整合できますが**

逆側は 50Ω になりません。部品定数をいじくって両側 50Ω にすることが可能だそうですが、私が見た参考書では具体的な数式が掲載されておらず変換方法が分からなかったため、この文章を見てチェビシェフを設計する場合は必ず奇数段にして下さい。

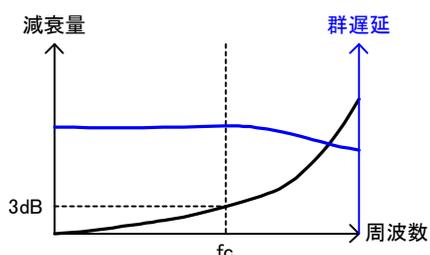
5.3 楕円関数特性



楕円関数特性
帯域内リップル有、カットオフ周波数近く(極)で減衰無限大

チェビシェフ特性でも実現困難な鋭い減衰特性が要求される場合に使用します。楕円関数以外の特性では減衰が無限大になる周波数はDCや無限に高い周波数ですが、楕円関数特性はLC共振回路の直列共振、並列共振を利用して使用帯域付近で減衰が無限大になる周波数(極)を作ります。このため、他の特性と回路が異なります。また、極の影響でDCや無限に高い周波数での減衰量が低下します。要は離れた周波数での減衰特性を犠牲にしてカットオフ周波数付近の減衰量を稼ぐ思想です。あらゆるフィルタ形式の中でもっとも減衰特性は鋭いですが、群遅延歪がもっとも大きいです。また、回路が複雑で特にBPFやBEFではかなりの部品点数になり、調整も面倒になります。

5.4 ベッセル特性



ベッセル特性
・バターワースより切れが悪い
・群遅延特性がフラット

今までのフィルタは周波数特性をいかに良くするかを主眼を置いています。ベッセル特性は主に群遅延歪をいかに良くするかを設計思想としています。ベッセル特性では多段でも群遅延はほぼフラットでカットオフ周波数での遅延はほとんどありませんが、他のフィルタと比較すると周波数特性の切れはかなり悪いです。主に使用されるのは群遅延歪が問題になるデジタル通信で、ベースバンド信号をA/D変換する際のアンチエイリアシングフィルタは帯域が狭く周波数が低いのでフィルタの群遅延歪が系の中でもっとも大きくなるため、ベッセルフィルタの利用価値が高いです。周波数特性に問題がありますが、A/D変換でオーバーサンプリングを行えばフィルタの周波数特性を緩やかにすることが可能です。

5. 5 同期同調特性

アマチュアで一般的に使用される回路で、例えば IF 増幅回路のように各トランジスタコレクタに同じ同調周波数の LC 同調回路をつけたものです。同じ同調周波数の回路の積み重ねなので周波数特性は鋭そうなものですが、実際はベッセルフィルタにも劣るほど緩やかです。周波数特性が緩やかな分、群遅延歪はほとんどありません。調整は IF 周波数で信号が最大になるよう各同調回路を調整するだけで簡単です。IF 周波数では通常はきつい帯域制限は LC フィルタではなく水晶フィルタやセラミックフィルタで行うため、各増幅段できつい周波数特性のフィルタは不要であり、回路も調整も簡単な同期同調フィルタが使用されます。

5. 6 線形位相特性

ベッセル特性のチェビシェフ版。チェビシェフ特性は帯域内減衰特性のリップルを許容することで帯域外減衰特性を向上させていますが、線形位相特性ではベッセル特性でフラットだった群遅延にリップルを許容し、帯域外減衰特性を向上させています。よって群遅延特性はベッセル特性に劣りますが他より良好で、減衰特性はベッセル特性より良好ですが他より劣ります。なぜかあまり見かけないような・・・。

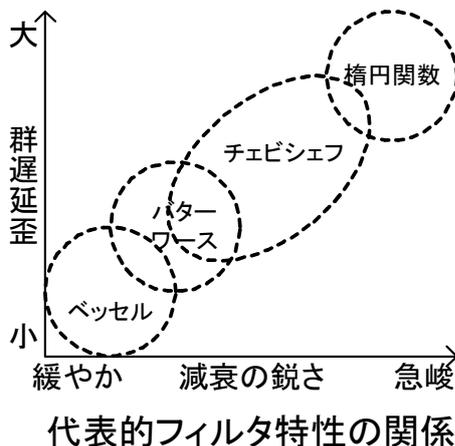
5. 7 過渡特性

チェビシェフ特性とバターワース特性の中間的特性で、帯域内はベッセルフィルタと同等の減衰特性を持ち、群遅延歪特性は若干劣化しますがバターワース特性より良好です。ある周波数以上でバターワース特性とほぼ同等の減衰特性を持つように急激に減衰特性が変化します。どの周波数で減衰特性を立ち上げるかは理論を理解すれば自由に設定できるようですが、参考文献では減衰量が 6dB、12dB から立ち上がるような特性の計算結果のみ示されています。立ち上がりの部分で群遅延は最大になるので、立ち上がる減衰量が 3dB に近いほど群遅延歪は劣化します。群遅延歪を考慮しつつ帯域外減衰も得られるので使えるようなフィルタですが、なぜかほとんど目にしたことがありません。

以上、説明した各特性の特徴を示します。一般的に減衰特性と群遅延特性は相反する関係にあり、減衰特性が鋭いフィルタほど群遅延特性は悪化しますので、群遅延の仕様が決められている場合は減衰特性とのバランスを考える必要があります。どうしても両仕様の両立が無理な場合は後述する遅延等化回路が必要となります。

なお、チェビシェフ及び楕円関数はパラメータの選び方で減衰特性を加減できるので、設計の自由度は高くなります。

特性種類	減衰の鋭さ	帯域内リップル	群遅延歪	備考
バターワース	○	◎(無し)	○	バランスよし
チェビシェフ	◎	◎~○	○~△	バターワースで減衰不足の時使用
楕円関数	最も◎	◎~○	△	回路は複雑
同期同調	×	◎(無し)	◎	単同調回路の積み重ね
ベッセル	△	◎(無し)	◎	群遅延重視時に使用
線形位相	△	◎(無し)	◎	ベッセルより減衰鋭い
過渡	△~○	◎(無し)	◎	ベッセルとバターワースの中間



6. フィルタの回路

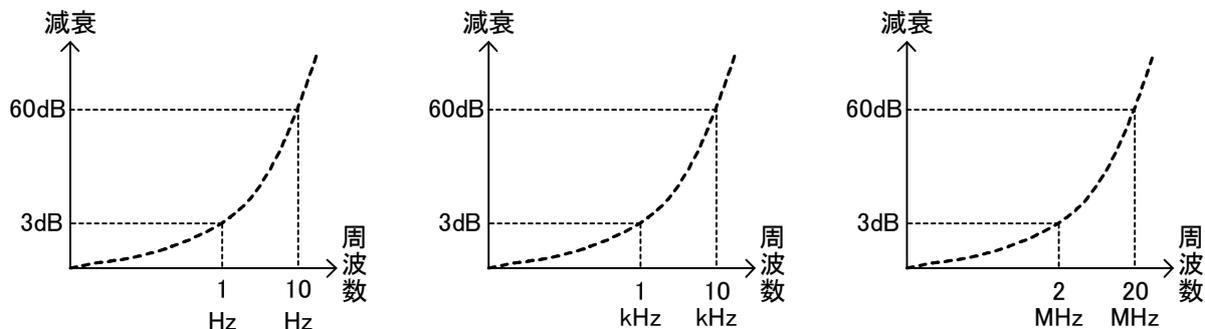
フィルタ回路の形式は同期同調、楕円関数特性以外はすべて同じであり(ただし部品定数が異なる)、 L と C が交互に直並列に接続された回路です。何段接続するかで減衰特性が異なり、段数が多いほど鋭い減衰特性が得られます。また、同一性能の回路でも入力直列枝/並列枝の2通りがあり、通常は L の数が少ない方の回路を使用します。以下に各回路形式を示します。

		回路形式(ただし電気的にはどちらも同一特性)	
		初段素子が直列	初段素子が並列
LPF	楕円関数特性以外		
	楕円関数特性		
HPF	楕円関数特性以外		
	楕円関数特性		
BPF	楕円関数特性以外		
	楕円関数特性		
BSF	楕円関数特性以外		
	楕円関数特性		

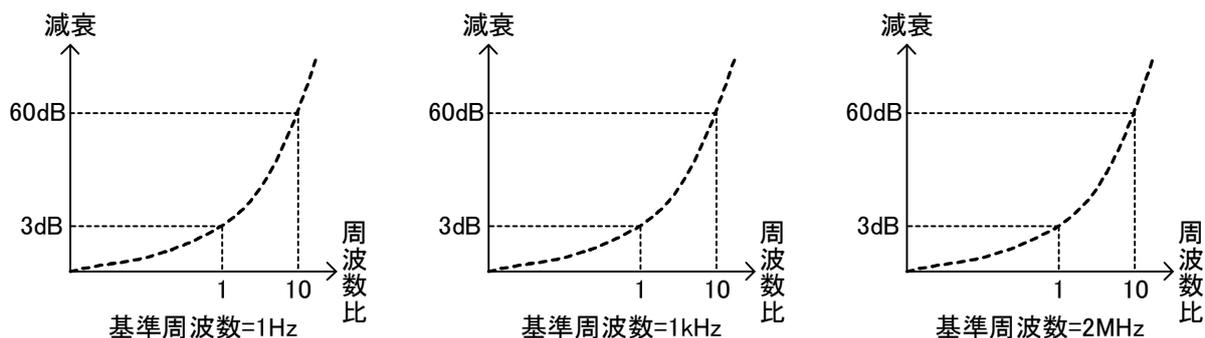
7. LPF フィルタ設計手順

フィルタの設計は一般的には難しいと考えられていますが、世の中には利口な人がいてフィルタ理論を理解していなくても計算結果に変換を行うことでどんなフィルタでも設計できるように考えてくれました。以下に代表例としてLPFの例を挙げます。

まず、以下のように3つの特性のフィルタがあります。3dB カットオフ周波数はそれぞれ異なるのですが、3dB カットオフ周波数の10倍の周波数で60dB 減衰する特性を持ちます。

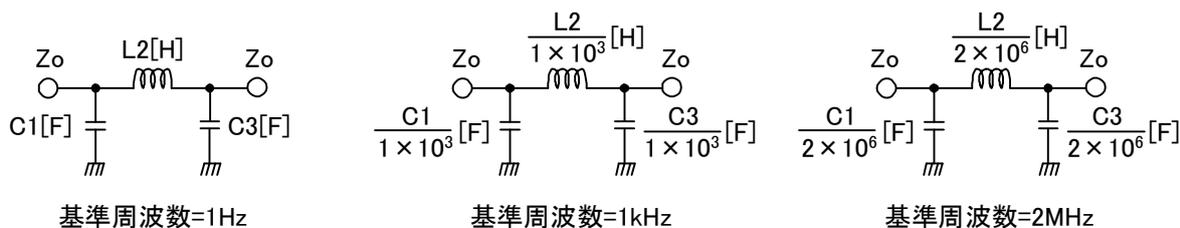


フィルタの減衰の鋭さは3dB カットオフ周波数からどれだけの比率離れた周波数で何dB 減衰するかなので、周波数は異なりますが基本的にこの3つのフィルタの減衰の鋭さ(周波数特性)は同一といえます。このように3dB カットオフ周波数を基準として周波数を表現してやると、周波数が異なったフィルタでも減衰の鋭さを直接比較することができます。そのために周波数軸を3dB カットオフ周波数で割り算し、3dB カットオフ周波数=1となるようにします(周波数の正規化)。上記の特性ならば以下のようにどれも同じになります。図形で言えば大きさは異なるが形は同じである「相似」と言えるでしょう。



周波数比で減衰特性を見るとどのフィルタも同一特性

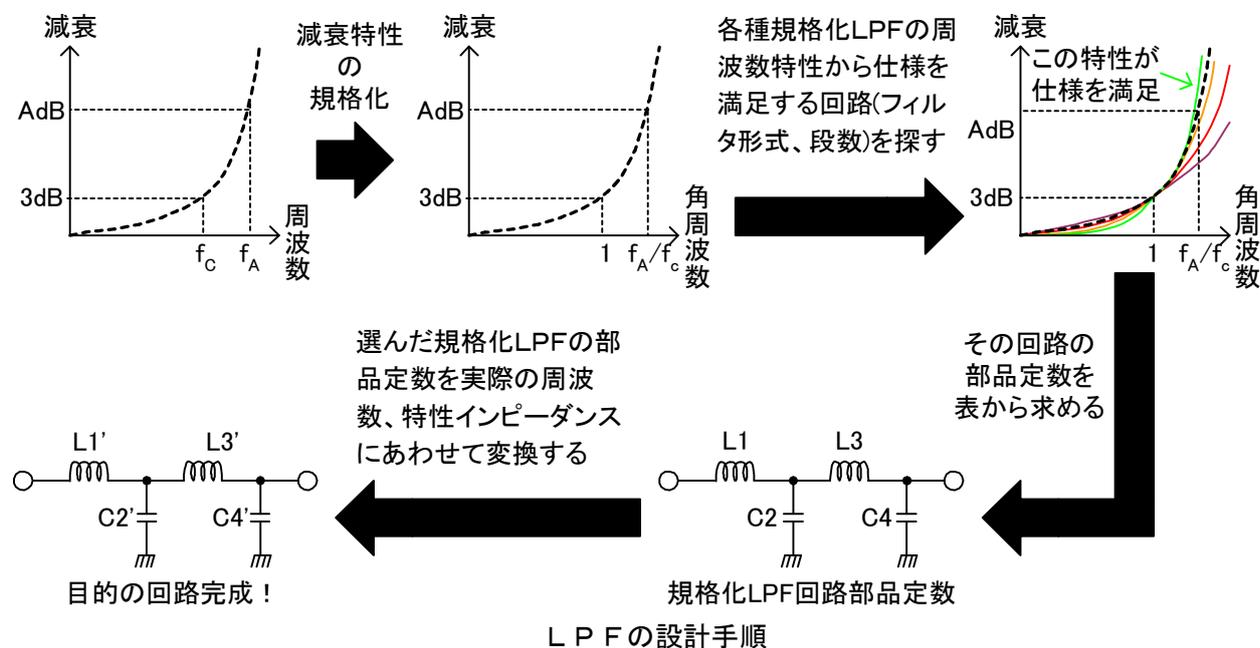
相似の図形の場合、片方の図形の辺の長さが分かればもう片方の各辺の長さは大きさの比率から計算できますが、実はフィルタ回路の部品定数も同様の関係にあります。上記特性であれば、3dB カットオフ周波数=1[Hz]のフィルタ回路が設計できていれば、他の2つの回路は部品定数を3dB カットオフ周波数比で除算するだけで得られます。こうして得られる回路の減衰特性は同一で、カットオフ周波数が動くだけです。



同一特性のフィルタの部品定数は実周波数比に反比例

このように1つの既知の回路があれば割り算でカットオフ周波数を動かすことが可能です。この性質を利用し、次のような手順で設計することが可能になります。

最初に周波数を正規化した各種 LPF (バターワース/チェビシェフ等の各種応答特性及び各種段数) の減衰特性、部品定数を予め計算しておきます。所望するフィルタを設計するときには、まずそのフィルタの周波数を正規化し、計算済みの各種 LPF の減衰特性と比較して仕様を満足するものを探します。見つかったらその部品定数を周波数比から使用周波数用に換算すれば設計完了です。なんと、この方法ではフィルタ理論を理解する必要は無いし、難しい計算も必要なく、周波数を正規化した各種 LPF の減衰特性と部品定数さえ分かっているだけで、フィルタ回路研究者はともかくとして普通の回路設計者にとっては即効性があり非常に実戦的な設計手法です。以下に設計手順を図で示します



なお、周波数を正規化すると 3dB カットオフ周波数=1 となりますが、実際に部品定数を決める際は実周波数を割り当てる必要があります。通常、正規化した 3dB カットオフ周波数=1 [Hz] ではなく 0.159 [Hz] となっています。これは 3dB カットオフ角周波数 ($2 \times \pi \times 3\text{dB カットオフ周波数}$) = 1 [rad/sec] としているからで、部品定数を周波数換算する場合に間違えないよう注意しましょう。

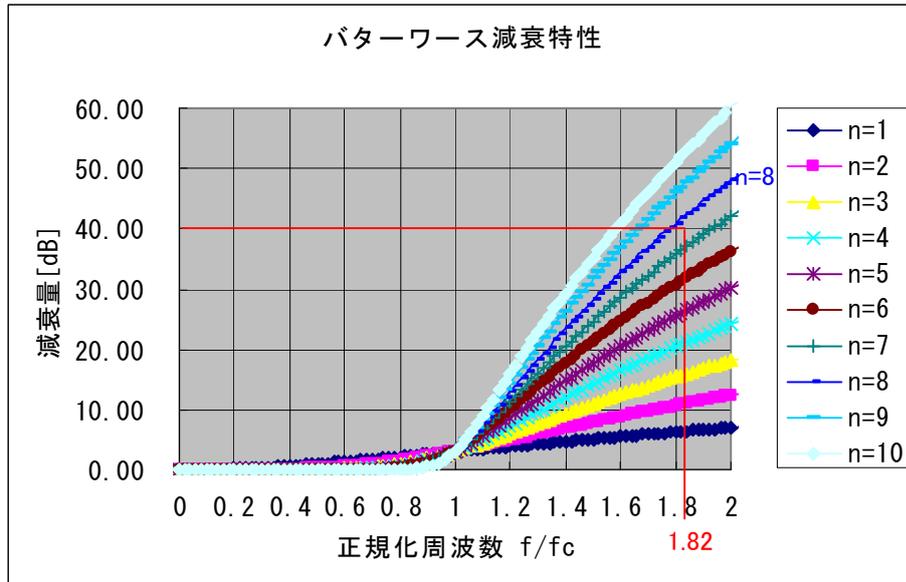
フィルタの特性インピーダンスも簡単に変更可能で、特性インピーダンスが 2 倍になると各製品のインピーダンスも 2 倍すればいいので、コイルのインダクタンスを 2 倍にし、コンデンサの容量を半分にします。特性インピーダンスの換算を簡単にするために、周波数を正規化した各種 LPF の部品定数は特性インピーダンス=1 [Ω] で計算してあります。ですから 50 Ω であろうが 600 Ω であろうが簡単に換算が可能です。

7.1 LPF 設計例

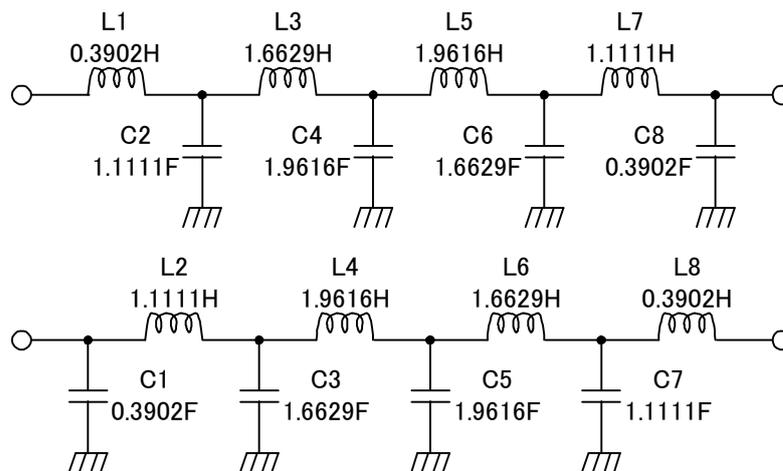
では実際に LPF の設計例を示します。10MHz キャリア増幅回路の出力に挿入する高調波除去用フィルタを仮定し、次のような仕様とします。

項目	諸元
特性インピーダンス	50 [Ω]
3dB カットオフ周波数	55 [MHz]
減衰仕様	100 [MHz] で 40 [dB] 以上

- (1) 周波数特性を正規化します。100 [MHz] は 3dB カットオフ周波数の 1.82 倍なので、正規化 LPF の減衰特性グラフで正規化周波数=1.82 で 40 [dB] 以上減衰するフィルタを探せばいいことになります。
- (2) 特性としては様々ありますが、ここではバターワース特性から探すことにします。特性グラフを以下に示しますが、 $n=8$ 以上なら正規化周波数 1.82 で 40dB 以上減衰し、仕様を満足することがわかります。よって、バターワース 8 段とします。



- (3) バターワース7段の正規化 LPF 回路定数を、実際の周波数、特性インピーダンスに合わせて変換します。バターワース7段の正規化 LPF 回路を以下に示します。直列インダクタで始まる回路と並列コンデンサで始まる回路と 2 種類ありますが、性能はどちらも同じです。部品を集めやすい回路のほうを使います。ちなみに、偶数段の場合は接続図の入出力をひっくり返せば両方とも同じ回路になっていることが分かります。奇数段の場合は回路が異なります。



$\omega c=1[\text{rad/sec}]$ 、 $Z_o=1[\Omega]$ 、バターワース7段のLPF回路回路は直列コイル入力、並列コンデンサ入力の2種類存在するが、偶数段だと入出力を反転させれば同一回路。奇数段だと回路は異なるがどちらも同一性能

上記回路の部品定数を以下の式で周波数及びインピーダンス変換します。コイルとコンデンサで変換式が異なりますのでご注意ください。

$$L = L_n \times Z_o / (2 \times \pi \times f_c) \text{ [H]} \text{ (全コイル共通)}$$

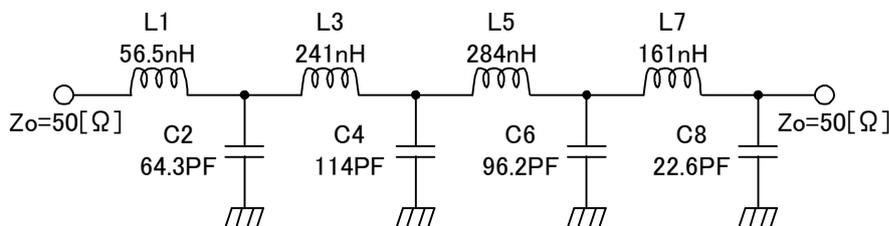
$$C = C_n / (Z_o \times 2 \times \pi \times f_c) \text{ [F]} \text{ (全コンデンサ共通)}$$

ただし

- L_n : 正規化 LPF のコイルインダクタンス値 [H]
- C_n : 正規化 LPF のコンデンサ容量値 [F]
- Z_o : 特性インピーダンス [Ω]
- f_c : 3dB カットオフ周波数 [Hz]

今回のフィルタでは $Z_0=50[\Omega]$ 、 $f_c=55[\text{MHz}]$ なので、以下のように各部品定数を変換します。

$$\begin{aligned} L_1 &= 0.3902 \times 50 / (2 \times 3.14 \times 55 \times 10^6) = 56.5 [\text{nH}] \\ C_2 &= 1.1111 / (50 \times 2 \times 3.14 \times 55 \times 10^6) = 64.3 [\text{PF}] \\ L_3 &= 1.6629 \times 50 / (2 \times 3.14 \times 55 \times 10^6) = 241 [\text{nH}] \\ C_4 &= 1.9616 / (50 \times 2 \times 3.14 \times 55 \times 10^6) = 114 [\text{PF}] \\ L_5 &= 1.9616 \times 50 / (2 \times 3.14 \times 55 \times 10^6) = 284 [\text{nH}] \\ C_6 &= 1.6629 / (50 \times 2 \times 3.14 \times 55 \times 10^6) = 96.2 [\text{PF}] \\ L_7 &= 1.1111 \times 50 / (2 \times 3.14 \times 55 \times 10^6) = 161 [\text{nH}] \\ C_8 &= 0.3902 / (50 \times 2 \times 3.14 \times 55 \times 10^6) = 22.6 [\text{PF}] \end{aligned}$$



$f_c=55[\text{MHz}]$ 、 $Z_0=50[\Omega]$ 、バターワース7段のLPF回路

以上で設計完了です。正規化 LPF の計算結果を利用することにより、これほど簡単な方法で LPF が設計できてしまいます。

8. LPF 以外のフィルタ設計手順

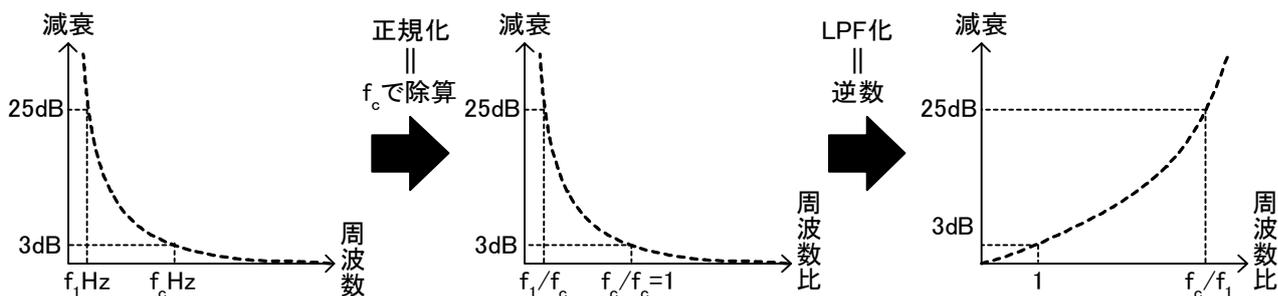
LPF 以外のフィルタについても、正規化した HPF/BPF/BEF 回路の特性、部品定数を計算しておけば先ほどの LPF 設計と同様の手順で設計できますが、じつはもっと簡単な手法があります。なんと LPF 以外の回路を LPF に変換してしまうことが可能なのです！ ということは正規化 LPF の計算結果さえあれば全ての種類のフィルタに変換が可能で、回路設計者が行うのは最初に与えられた周波数特性仕様を正規化 LPF の周波数特性に変換し、仕様を満足する正規化 LPF を探し出して回路形式、部品定数を実際の回路に変換する作業で、難しい計算やフィルタ理論の理解は不要です。かなり画期的な方法ですが、私は参考文献を見るまではそのような手法があるとは知りませんでした。この方法を覚えれば、正規化 LPF の計算結果表さえあればどんなフィルタでも手軽に設計できます。世の中には本当に頭がいい人がいるもんだ！

設計手順をまとめると以下ようになります。

- (1) フィルタ仕様(主に減衰周波数特性)を決める。
- (2) フィルタの減衰周波数特性仕様を LPF 特性に正規化する
- (3) 各種特性、段数の正規化 LPF の減衰周波数特性を調査し、仕様を満足するフィルタを探す
- (4) 選定した正規化 LPF 回路の各素子をフィルタ形式に応じた素子に変換する
- (5) 各部品定数を周波数変換、インピーダンス変換する

8. 1 HPF の設計手順

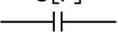
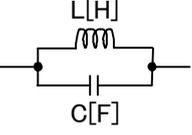
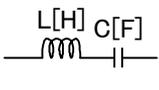
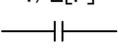
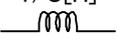
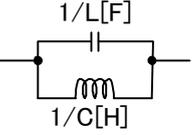
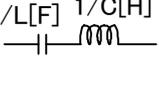
まず、LPF 同様に周波数を正規化します。計算方法は LPF と同じで周波数軸を 3dB カットオフ周波数で除算し、3dB カットオフ周波数を 1 とします。次にこの減衰特性を LPF に変換するのですが、周波数比の逆数を計算するだけで OK です。例えば周波数比=0.2 で 30dB 減衰する場合、逆数ですから周波数比 1/0.2=5 で 30dB 減衰する LPF が等価な特性となります。



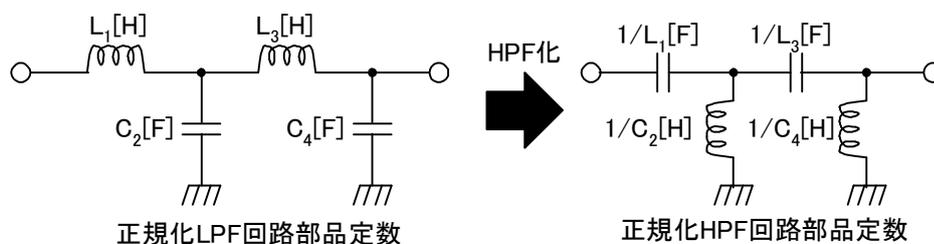
HPFからLPFへの正規化周波数特性変換方法

LPF に変換してしまえば、あとは LPF と同一の方法で減衰特性を満足する特性、段数のフィルタを探し、回路を選び、部品定数を調べます。この回路はあくまで LPF 特性の回路ですので、無論そのままでは HPF として働きませんから、今度は回路を HPF に変換してやります。その方法も簡単で、まず回路部品は LPF でコンデンサのところはインダクタにし、逆に LPF でインダクタだったところをコンデンサに入れ替えます。そして部品定数はすべて LPF の逆数にすれば OK です。言葉では分かりにくいので以下に表で換算方法を示します。

正規化LPF→正規化HPFへ変換するときの部品定数変換方法

種類	インダクタ	コンデンサ	並列共振回路	直列共振回路
LPF (基準)	$L[H]$ 	$C[F]$ 	 $L[H]$ $C[F]$	 $L[H]$ $C[F]$
HPF	$1/L[F]$ 	$1/C[H]$ 	 $1/L[F]$ $1/C[H]$	 $1/L[F]$ $1/C[H]$

以下に例を示します。



正規化LPF→正規化HPF変換は、コイル→コンデンサ、
コンデンサ→コイルへの入れ換えと、全部品定数の逆数化を行う

これで HPF に変換できましたが、まだ正規化回路なのでカットオフ角周波数 = 1 [rad/sec]、特性インピーダンス = 1 [Ω] のままなので、実際に使用する周波数、インピーダンスに合わせて部品定数を変換します。変換方法は LPF と同様で以下の式になります。

$$L = L_n \times Z_0 / (2 \times \pi \times f_c) \text{ [H]} \quad (\text{全コイル共通})$$

$$C = C_n / (Z_0 \times 2 \times \pi \times f_c) \text{ [F]} \quad (\text{全コンデンサ共通})$$

ただし

- L_n : 正規化 HPF のコイルインダクタンス値 [H]
- C_n : 正規化 HPF のコンデンサ容量値 [F]
- Z_0 : 特性インピーダンス [Ω]
- f_c : 3dB カットオフ周波数 [Hz]

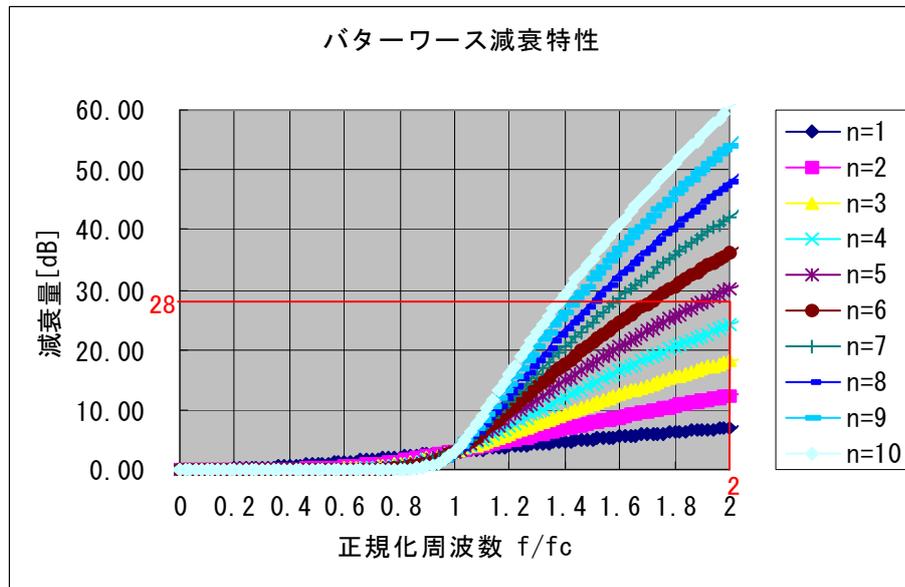
8. 2 HPF 設計例

では実際に HPF の設計例を示します。フィルタは次のような仕様とします。

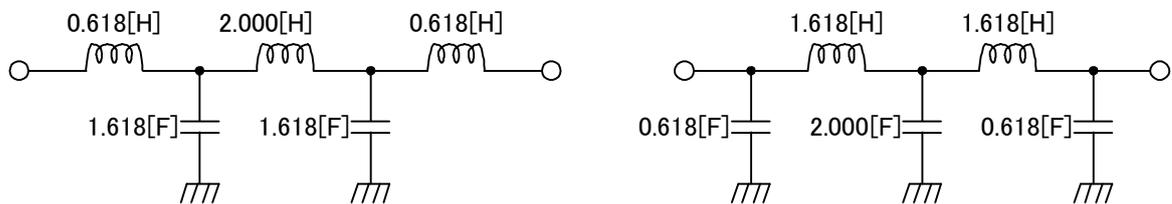
項目	諸元
特性インピーダンス	50 [Ω]
3dB カットオフ周波数	1 [MHz]
減衰仕様	500 [kHz] で 28 [dB] 以上

- (1) 周波数特性を正規化及び LPF へ変換 (逆数化) します。減衰量が定められている 500 [kHz] は 3dB カットオフ周波数の 0.5 倍なので LPF へ変換するために逆数を取ると 2 となり、正規化 LPF の減衰特性グラフで正規化周波数比 = 2.0 で 28 [dB] 以上減衰するフィルタを探せばいいことになります。

- (2) 特性としては様々ありますが、ここではバターワース特性から探すことにします。特性グラフを以下に示しますが、 $n = 5$ 以上なら正規化周波数 2.0 で 30dB 以上減衰し、仕様を満足することがわかります。よって、バターワース 5 段とします。



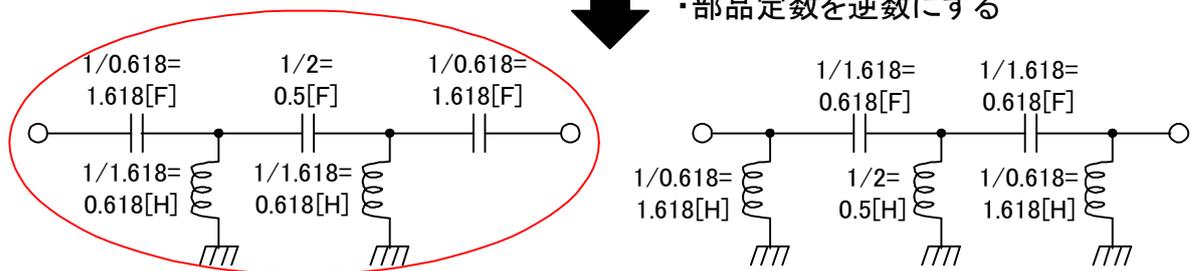
- (3) バターワース 5 段の正規化 LPF 回路を以下に示します。回路は 2 種類ありますが、どちらも同一性能ですので作りやすい回路を選択します。ここでは 2 つとも HPF に変換してみます。先述のようにコンデンサとコイルを置き換えて、部品定数を逆数にします。変換後の回路を見ると左の回路の方がコイルが少なく部品入手やコストの面で有利なので、通常は左側の回路を採用します。



$n=5$ バターワース特性の正規化LPF回路。どちらの回路も同特性

HPFに変換する

- $L \rightarrow C, C \rightarrow L$ に入れ替える
- 部品定数を逆数にする



$n=5$ バターワース特性の正規化HPF回路。どちらの回路も同特性。
普通は入手性、コスト等を考慮してコイルの少ない方の回路を選ぶ

- (4) 最後に実際に使用する周波数、特性インピーダンスに合わせて部品定数をスケールリングします。

$$C_1 = 1.618 / (50 \times 2 \times \pi \times 10^6) = 5150 [\text{PF}]$$

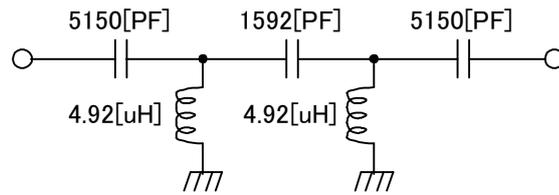
$$L_2 = 0.618 \times 50 / (2 \times \pi \times 10^6) = 4.92 [\text{uH}]$$

$$C_3 = 0.500 / (50 \times 2 \times \pi \times 10^6) = 1592 [\text{PF}]$$

$$L_4 = 0.618 \times 50 / (2 \times \pi \times 10^6) = 4.92 [\text{uH}]$$

$$C_5 = 0.618 / (50 \times 2 \times \pi \times 10^6) = 5150 [\text{PF}]$$

よって、最終的な回路は以下のようになります。

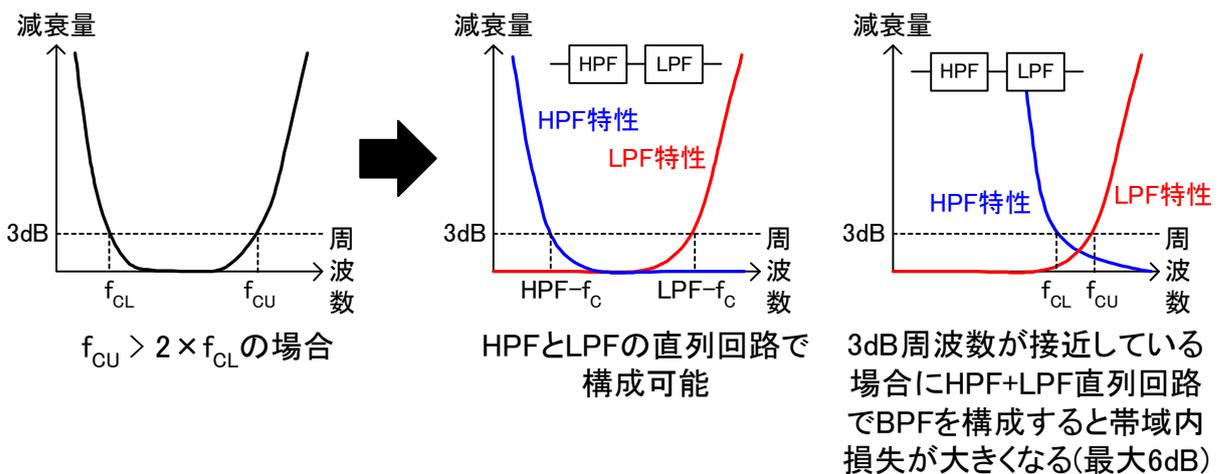


$Z_0=50[\Omega]$ 、 $f_c=1[\text{MHz}]$ 、 $n=5$ のバターワースHPF

8.3 BPFの設計手順

ではいよいよもっとも出番が多そうなBPFの設計手順について説明します。基本的な考え方はHPFと同様で、まずBPFの周波数特性をLPF特性に変換し、仕様を満足するLPF形式、段数を探し、回路形式をBPFに変化し、最後に周波数、特性インピーダンススケールして完成です。

ただし、高域の3dB周波数 f_{CH} と低域の3dB周波数 f_{CL} が離れている場合(概ね $f_{CH}>2f_{CL}$)、LPFとHPFを別々に設計して直列接続することで希望するフィルタを得ることができます。 f_{CH} と f_{CL} が接近している場合にLPF/HPF直列回路でBPFを構成すると、お互いの3dBカットオフ周波数付近の損失が加算されたものが帯域内通過損失となって表面化してしまうため現実的ではありません。 f_{CH} と f_{CL} が離れていれば、 f_{CH} 付近ではLPFの損失はほぼゼロでHPFの損失のみとなり、 f_{CL} 付近ではHPFの損失はほぼゼロでLPFの損失のみとなるためこのような問題は発生しません。よって、以下に述べる設計手法は f_{CH} と f_{CL} が接近している場合に適用します。

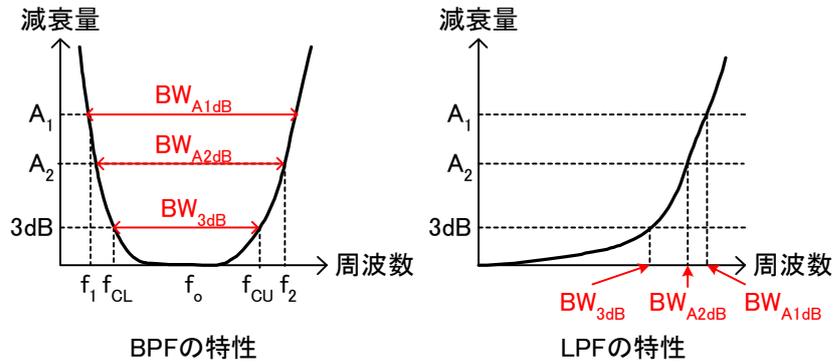


- (1) 周波数特性をLPFへ変換します。変換方法は意外に簡単で、BPFの各減衰量における帯域幅がLPFの周波数に該当します。よって、BPFの各減衰量における帯域幅を求めてやればLPFに換算できます。3dB帯域幅については仕様で決められているはずなので問題ありませんが、他の帯域幅については以下の式で計算します。

$$f_o = \sqrt{f_{CL} \times f_{CU}}$$

$$BW = \left| \frac{f_o^2 - f^2}{f} \right|$$

ただし f_{CU} : 高域 3dB 周波数、 f_{CL} : 低域 3dB 周波数、 f_o : 中心周波数、BW: 帯域幅、 f : BW を計算したい周波数

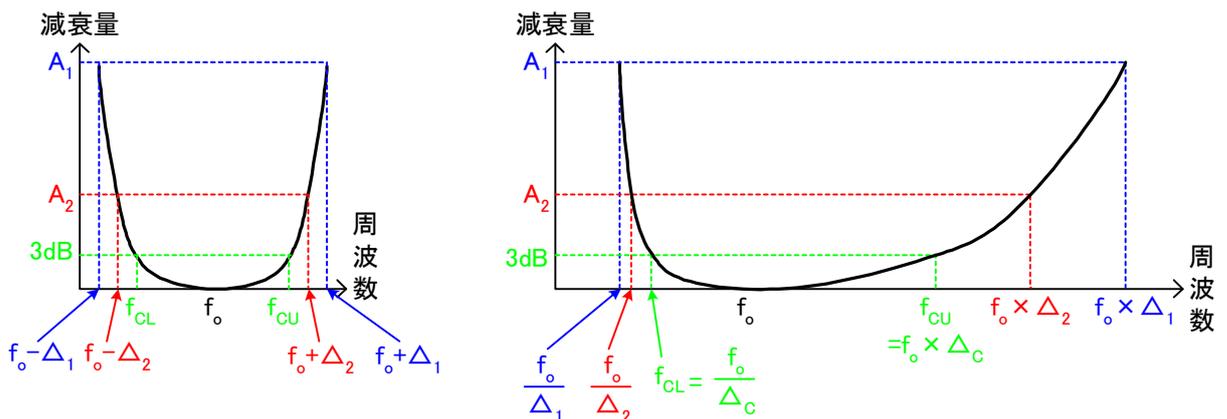


BPFとLPFの特性対応図。BPFの各減衰量での帯域幅がLPFの各周波数に対応する。上記2つのフィルタは等価である。各帯域幅は以下の式で計算する。

$$\text{中心周波数 } f_o = \sqrt{f_{CL} \times f_{CU}} \qquad BW_{A1dB} = \left| \frac{f_o^2 - f_1^2}{f_1} \right|$$

$$3\text{dB帯域幅 } BW_{3dB} = f_{CU} - f_{CL} \qquad BW_{A2dB} = \left| \frac{f_o^2 - f_2^2}{f_2} \right|$$

もし、ある減衰量 $A[\text{dB}]$ を中心周波数の上下2周波数 f_1 、 f_2 で満たすような仕様の場合、見かけ上は $A\text{dB}$ 帯域幅は $f_1 - f_2$ としたくなりますが、それぞれの周波数について必ず上記計算式を当てはめて帯域幅を求めます。つまり、 f_1 での帯域幅と f_2 での帯域幅の2つを算出します。これは、BPFの周波数特性は中心周波数に対して線形対称ではなく指数的に対称だからです。例えば中心周波数が10MHzのBPFで最低でも10dB減衰する必要がある周波数が±3MHzの7MHz/13MHzだったとします。この場合、13MHzは中心周波数に対して1.3倍離れた周波数で10dB減衰、7MHzは中心周波数に対して0.7倍離れた周波数で10dB減衰させる必要があります。HPFとLPFの変換で見たように、LPF特性とHPF特性は逆数の関係であり、BPFのLPF特性に当たる周波数区間とHPF特性に当たる周波数区間でも同じ関係が成り立ちます。つまり、HPF特性に相当する7MHzをLPF相当に変換すると周波数比は $1/0.7=1.43$ となり、中心周波数に対して1.43倍離れた周波数で10dB減衰すればいいことになり、フィルタの減衰特性としては13MHzよりも緩やかでいいということになります。つまり、同じ減衰量でも周波数によってフィルタの鋭さが異なる＝帯域幅が異なることを意味します。なので2つの周波数について計算が必要です。



BPF特性は中心周波数に対して線形対称のように思われているが...

実際のBPF特性は中心周波数に対して指数的に対称である。よって、中心周波数から同一周波数離れて同一減衰の場合、高域の方がより仕様がきついことを意味する＝帯域幅が高域と低域では異なる

最低減衰量が複数の周波数で定められている場合は、全周波数について帯域幅を計算します。そして各帯域幅を3dB帯域幅で除算することで周波数を正規化し、正規化LPFに換算したときの周波数比とそこでの必要減衰量を得ます。そして正規化LPFの特性グラフを見て、仕様を満足する特性及び段数を探します。

BPF の帯域外減衰仕様から正規化 LPF 減衰特性への変換方法

BPF			LPF 変換後	
指定周波数	最低減衰量	帯域幅計算結果	正規化角周波数	最終仕様
f_1	AT_1	BW_1	BW_1/BW_{3dB}	$\omega = BW_1/BW_{3dB}$ にて AT_1 以上減衰
f_2	AT_2	BW_2	BW_2/BW_{3dB}	$\omega = BW_2/BW_{3dB}$ にて AT_2 以上減衰
f_3	AT_3	BW_3	BW_3/BW_{3dB}	$\omega = BW_3/BW_{3dB}$ にて AT_3 以上減衰

ω : 角周波数 [rad/sec]、 BW_{3dB} : BPF の 3dB 帯域幅

(2) 正規化 LPF 回路を実際使用する周波数、インピーダンスに合わせて部品定数を変換します。変換方法は LPF と同様で以下の式になります。

$$L = L_n \times Z_o / (2 \times \pi \times f_o) \text{ [H]} \text{ (全コイル共通)}$$

$$C = C_n / (Z_o \times 2 \times \pi \times f_o) \text{ [F]} \text{ (全コンデンサ共通)}$$

ただし

L_n : 正規化 LPF のコイルインダクタンス値 [H]

C_n : 正規化 LPF のコンデンサ容量値 [F]

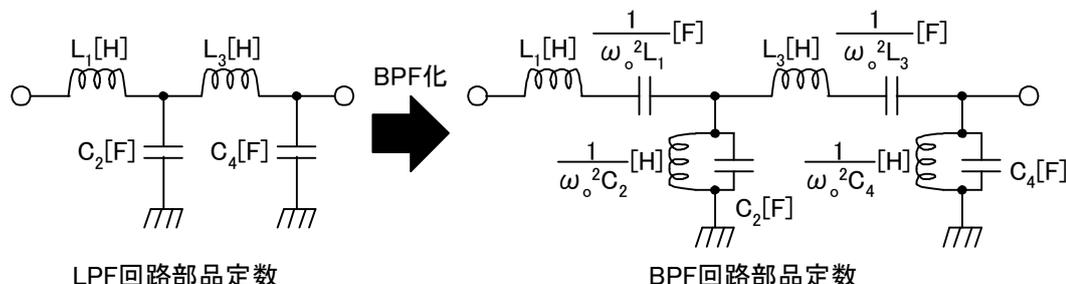
Z_o : 特性インピーダンス [Ω]

f_o : BPF の 3dB 帯域幅 [Hz] (間違いないよう注意!)

(3) LPF 回路を BPF 回路に変換します。HPF のときは L は C に、C は L に入れ替えれば OK でしたが、BPF の場合はもう少し複雑です。L の場合、LC 直列共振回路に変換します。L の部品定数は元のままで、C の部品定数は L との共振周波数が BPF の中心周波数 f_o になるような値にします。C の場合、LC 並列共振回路に変換します。C の部品定数は元のままで、L の部品定数は C との共振周波数が BPF の中心周波数 f_o になるような値にします。減衰特性がきつい場合は楕円関数特性を使いますが、その場合、LPF 回路の段階で直列共振回路や並列共振回路が含まれますが、その場合はそれぞれの LC について個別に同様の変換を行えば OK です。以下に変換表を示します。

LPF→BPFへ変換するときの部品定数変換方法

種類	インダクタ	コンデンサ	並列共振回路	直列共振回路
LPF (基準)				
BPF	 $\omega_o = 2\pi f_o$ f_o : 中心周波数			



LPF→BPF変換は、コイル→直列共振回路、コンデンサ→並列共振回路への入れ換えと、共振周波数がBPFの f_o になるよう相手部品定数を決定

以上で BPF の設計は完了です。

8.4 BPF設計例

では実際に BPF の設計例を示します。フィルタは次のような仕様とします。

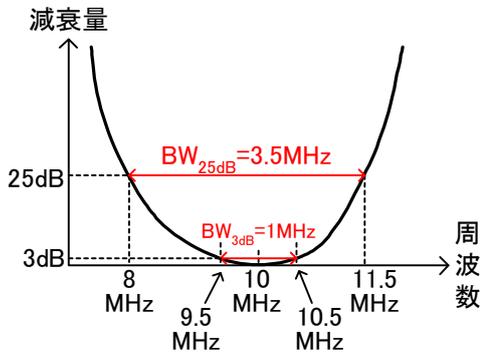
項目	諸元
特性インピーダンス	50[Ω]
中心周波数	10[MHz]
3dB 帯域幅	1[MHz]
減衰仕様	8[MHz] で 25[dB] 以上 11.5[MHz] で 25[dB] 以上

- (1) 3dB 周波数より中心周波数を計算します。

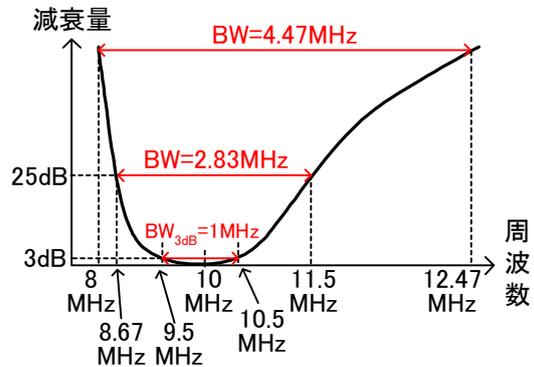
$$\begin{aligned} \text{中心周波数 } f_0 &= \text{SQRT}(\text{高域 } 3\text{dB 周波数} \times \text{低域 } 3\text{dB 周波数}) \\ &= \text{SQRT}(9.5\text{MHz} \times 10.5\text{MHz}) \\ &= 9.988[\text{MHz}] \end{aligned}$$

- (2) 阻止周波数における帯域幅を計算します。

$$\begin{aligned} \text{帯域幅 } BW &= |(f_0^2 - f^2) / f| \\ \text{帯域幅}_{8\text{MHz}} &= |(9.988^2 - 8^2) / 8| \\ &= 4.469[\text{MHz}] \\ \text{帯域幅}_{11.5\text{MHz}} &= |(9.988^2 - 11.5^2) / 11.5| \\ &= 2.826[\text{MHz}] \end{aligned}$$



与えられた周波数特性



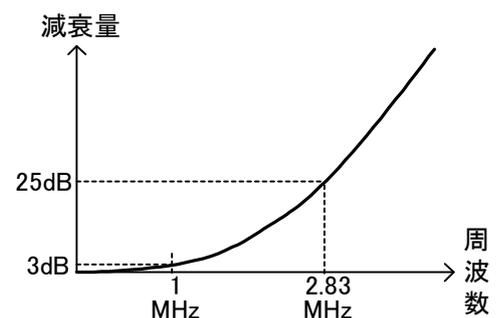
実現可能な周波数特性

与えられた減衰仕様では 8MHz 及び 11.5MHz で 25dB、つまり 25dB の帯域幅が 3.5MHz となっています。しかし、最初に決める仕様は BPF の減衰特性カーブ(周波数比と減衰量の関係)がどのようになっているのか全く考えずに決めていきますので、実際の BPF の減衰特性カーブとは全く異なっている場合がほとんどです。したがって仕様値から 25dB 帯域幅=3.5MHz と計算しても実際のフィルタの特性カーブに乗らずに実現不可能な場合がほとんどです。ですから必ず各減衰周波数で計算式に従って各帯域幅を計算して下さい。この計算式は現実の BPF の減衰特性(中心周波数に対して幾何対称)と一致しているので現物で実現できる帯域幅を正確に計算します。

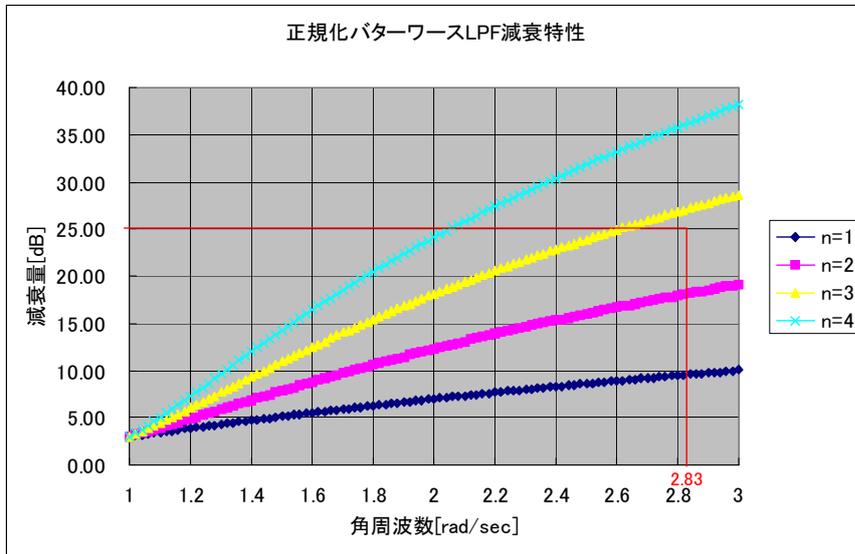
- (3) 各阻止周波数における帯域幅を 3dB 帯域幅で除算し、規格化 LPF の角周波数に変換します。

$$\begin{aligned} 8[\text{MHz}] : 4.469[\text{MHz}] / 1[\text{MHz}] &= 4.469 \\ 11.5[\text{MHz}] : 2.826[\text{MHz}] / 1[\text{MHz}] &= 2.826 \end{aligned}$$

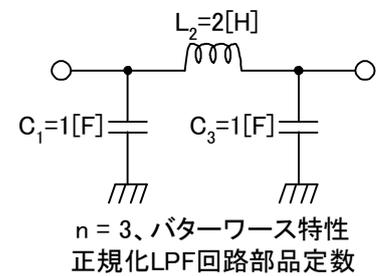
- (4) それぞれの角周波数で減衰仕様の 25dB を満足する規格化 LPF を探します。なお、今回は 2 つの阻止周波数がありますが、両者とも減衰量は同一のため、より近い周波数で減衰を稼ぐ必要がある 11.5[MHz] で 25[dB] の仕様を満足する特性を探せば、より緩やかである 8[MHz] での減衰は満足できます。よって 2.826[rad/sec] で 25[dB] 以上減衰するフィルタを探します。バターワース特性で探すと n=3 で仕様を満たしていることが分かります。よって 3 段のバターワース特性とします。



変換したLPFの特性



以下に3段の正規化バターワース LPF 回路の部品定数を示します。LPF回路形式は2通り存在し、どちらも同一性能ですが、ここでは入力が並列枝の回路を使用します。



(5) 正規化 LPF 回路の部品定数を周波数、インピーダンス変換します。

$$L = L_n \times Z_0 / (2 \times \pi \times f_c) \text{ [H]} \quad (\text{全コイル共通})$$

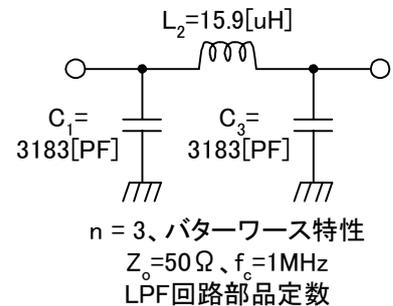
$$C = C_n / (Z_0 \times 2 \times \pi \times f_c) \text{ [F]} \quad (\text{全コンデンサ共通})$$

ただし Z_0 : 特性インピーダンス = 50 [Ω]
 f_c : BPF の 3dB 帯域幅 = 1 [MHz]

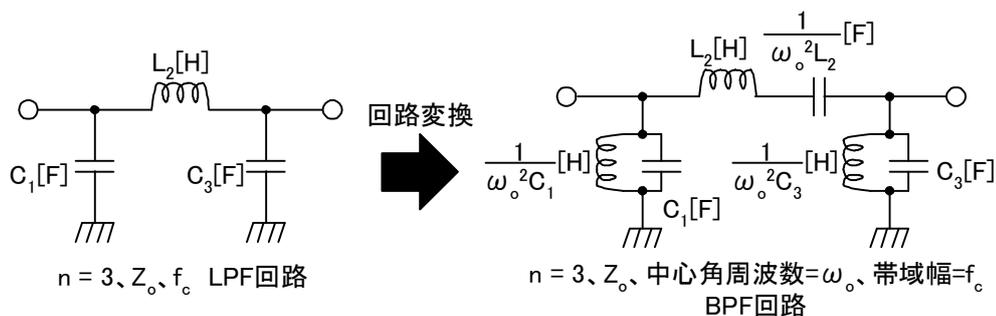
$$C_1 = 1 / (50 \times 2 \times \pi \times 1^6) = 3183 \text{ [PF]}$$

$$L_2 = 2 \times 50 / (2 \times \pi \times 1^6) = 15.9 \text{ [uH]}$$

$$C_3 = 1 / (50 \times 2 \times \pi \times 1^6) = 3183 \text{ [PF]}$$



(6) LPF 回路を BPF 回路に変換します。まず LPF の L を LC 直列共振回路に置き換え、C を LC 並列共振回路に置き換えます。次に部品定数ですが、LPF で L だった部分の共振回路の L の定数は LPF と同一にし、LPF で C だった部分の共振回路の C の定数は LPF と同一にします。そしてそれぞれの共振回路を構成する相手方の定数は、共振周波数が BPF の中心周波数 f_0 になるような値とします。



つまり、部品定数は以下ようになります。

C_1 : LPF の C_1 と同じく 3183 [PF]

L_1 : C_1 との共振周波数が f_0 、つまり 9.988 [MHz] になるような値

$$\begin{aligned} L_1 &= 1 / \{ (2 \times \pi \times f_0)^2 \times C_1 \} \\ &= 1 / (3.94^{15} \times 3183^{-12}) \\ &= 7.98^{-8} [\text{H}] \\ &= 79.8 [\text{nH}] \end{aligned}$$

L_2 : LPF の L_2 と同じく 15.9 [uH]

C_2 : L_2 との共振周波数が f_0 、つまり 9.988 [MHz] になるような値

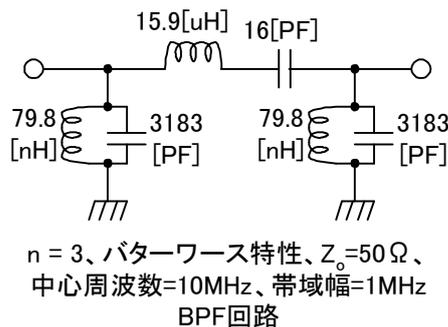
$$\begin{aligned} C_2 &= 1 / \{ (2 \times \pi \times f_0)^2 \times L_2 \} \\ &= 1 / (3.94^{15} \times 15.9^{-6}) \\ &= 1.60^{-11} [\text{F}] \\ &= 16.0 [\text{PF}] \end{aligned}$$

C_3 : LPF の C_3 と同じく 3183 [PF]

L_3 : C_3 との共振周波数が f_0 、つまり 9.988 [MHz] になるような値

$$\begin{aligned} L_3 &= 1 / \{ (2 \times \pi \times f_0)^2 \times C_3 \} \\ &= 1 / (3.94^{15} \times 3183^{-12}) \\ &= 7.98^{-8} [\text{H}] \\ &= 79.8 [\text{nH}] \end{aligned}$$

よって、仕様を満足する BPF は以下の回路となります。



8.5 BEFの設計

使用頻度が少ないため省略。ただし、基本的考え方は BPF と同じです。

- (1) 3dB 周波数の幾何平均 (乗算結果の平方根) を計算し中心周波数 f_0 とする。
- (2) 3dB 帯域幅 BW_{3dB} と中心周波数、減衰量が決められた周波数より、その周波数での帯域幅 BW を計算する。
- (3) LPF に変換したときの角周波数を BW_{3dB} / BW (\leftarrow BPF の逆数) で計算し、この時に指定の減衰量以上が得られる正規化 LPF を探す。減衰量を指定された周波数が複数ある場合は、そのすべてを満たす LPF を探すこと。
- (4) 求められた正規化 LPF 回路を正規化 HPF 回路に変換する (LC 入れ替え & 定数の逆数化)
- (5) 正規化 HPF の 3dB カットオフ周波数を BEF の 3dB 帯域幅に、同時に特性インピーダンスを指定の値になるよう部品定数をスケールする。スケール方法は HPF や BPF と同じ。
- (6) HPF 回路を BEF 回路に変換する。変換方法は LPF \rightarrow BPF と同じ。中心周波数は BEF の中心周波数とする。

9. その他

9. 1 回路のQと部品(コイル)のQ

LC共振回路では共振の鋭さを示すためにQが使われ、鋭い特性を得るためには回路として高いQが必要です。高い回路Qを得るには回路に使用する部品のQも高くなくてはならず、通常は部品のQは回路のQの数倍以上必要です。共振回路を構成する部品はLとCですが、通常、Cの損失は誘電体損失で周波数が高くなければそれほど大きくはなく $Q > 100$ 程度は得られます。一方、LのQは主に銅線の抵抗(銅損)やコア損失(鉄損=ヒステリシス損、渦電流損等)で決まり、通常的手段では $Q =$ 数10~100程度しか得られません。よって共振回路のQはほぼLのQで決まってしまう。

フィルタ回路も同様で、鋭い減衰特性を得るためには高いQが必要ですが、LのQで制限されます。BPFなら中心周波数と3dB帯域幅から回路のQが計算できますが、LPFでも鋭い減衰特性ほど高いQが必要で、同じ段数ならバターワース特性よりチェビシェフ特性の方が高いQが必要です。具体的な計算方法は知りませんが、参考文献に各種LPFフィルタのQを示した図がありましたので示します。バターワースなら9段くらいでも $Q=5$ 程度なので適当なLでも問題なさそうですが、0.1dBチェビシェフでは9段で $Q=20$ 程度が必要なためLのQで100くらい欲しいところです。実現不能な値ではありませんが今時の小型チップインダクタではかなり困難でしょう。よって、設計するときには入手可能なLのQがどの程度かを調査してからの方がいいかもしれません。一般市販部品ではQが足りなくなると自分で巻くか特注になってしまいコストアップ&手間アップです。

9. 2 前後に接続する回路とのインピーダンス整合

フィルタの前後に接続する回路の特性インピーダンスには特に注意が必要で、フィルタの特性インピーダンスにピッタリと合わないとうフィルタの減衰特性や帯域内リップル、群遅延特性が劣化します。普通、増幅回路等のインピーダンスは公称 50Ω でも実際はズレがあり、自分で設計したフィルタも 50Ω とのズレがあり、正確には整合が取れません。そのため、性能上問題が無ければフィルタの前後に3dBアッテネータを挿入して見かけ上のリターンロスを上向きさせましょう。フィルタ同士を直接接続する場合もお互いのインピーダンスの微妙なズレで特性が出ないことはよくある話で、できれば3dBアッテネータを挿入します。どうしてもアッテネータは入れられないときは、フィルタを従属接続した状態で要求仕様を満たすように2つのフィルタの各素子を調整する必要があり、調整が面倒になります。

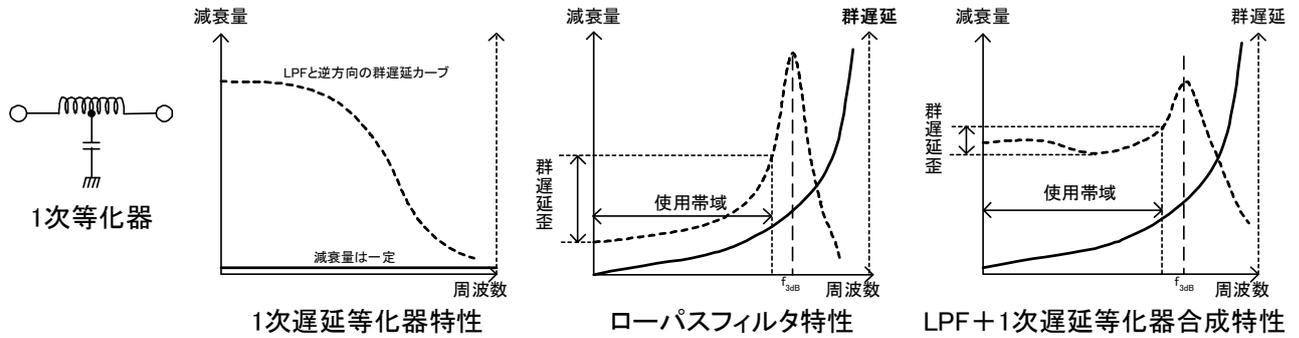
帯域内リップルの仕様が厳しい場合、インピーダンス不整合が劇的に影響して特性が劣化してしまうので、フィルタ両端にアッテネータを入れて見かけ上の整合をとらないと実現は難しいです。減衰量の不足ならば前もって減衰特性にマージンを持って設計しておけば多少劣化しても使えますが、帯域内リップルはいかんともしがたいです。

9. 3 遅延等化器(遅延イコライザ)

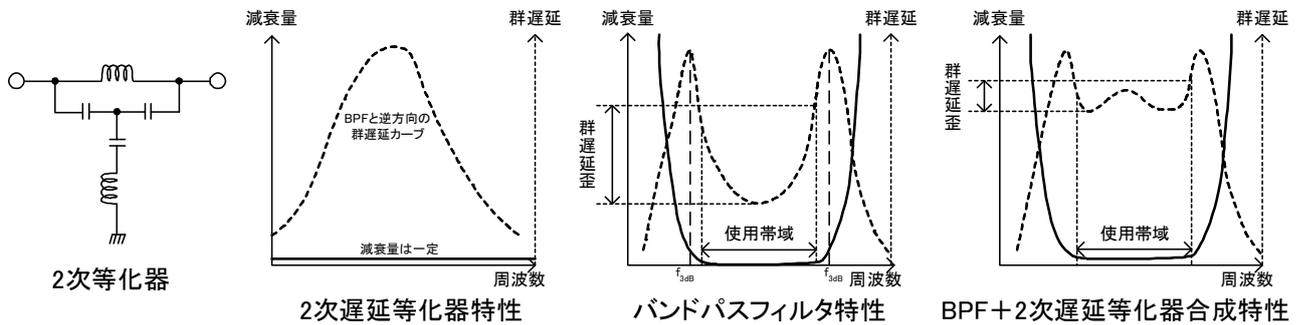
群遅延歪とはフィルタ帯域内での遅延最大値/最小値の差を言います。遅延に差があると周波数によってフィルタでの信号伝搬速度に差を生じるため、出力波形は入力波形と異なってしまいます。信号の帯域幅が狭い場合は遅延差も小さいので影響は少ないですが(シングルキャリアなら影響はゼロ)、帯域幅が広くてカットオフ周波数付近まで使うような場合は遅延差が大きくなり波形歪みも大きくなります。デジタル変調信号を扱う場合はパルスの波形が崩れてビット誤り率が劣化するため、ベッセルフィルタ等の群遅延歪が小さいフィルタを使用します。

しかし、どうしても急峻な周波数特性が要求されベッセルフィルタではとんでもない段数になってしまう場合もしばしばあり、現実的にはバターワースかチェビシェフ特性を使わざるを得ません。このような場合、減衰量は周波数によらず一定で、群遅延特性はBPFの特性とは逆の回路をフィルタと直列に接続すれば、減衰特性はBPFと同じままで群遅延特性を改善することが可能です。そのような回路を設計することは可能で「遅延等化器」とか「遅延イコライザ」とか言います。減衰の周波数特性がないため「オールパスフィルタ」と呼ぶこともあります。一般的には遅延等化器の回路は2種類あり、1次等化器、2次等化器と呼ばれています。3次以上も存在するはずですが、おそらく設計するのが非常に難しくなるので使われないでしょう。

1次等化器は周波数が上昇するほど遅延が小さくなり続ける回路で、DCで遅延が最小、3dBカットオフ周波数で遅延が最大になるLPFと逆の特性になるため、LPFの遅延等化に使用されます。



2次等化器はある周波数で遅延が最大となる回路で、その時の遅延量は設計で加減できます(Q値)。BPFと逆の遅延特性になるため、BPFの遅延等化に使用されます。バンドパスフィルタの群遅延特性は、2カ所の3dB減衰周波数が最も群遅延が大きくバンド中心が群遅延が小さな2こぶラダの背中のような形をしています。



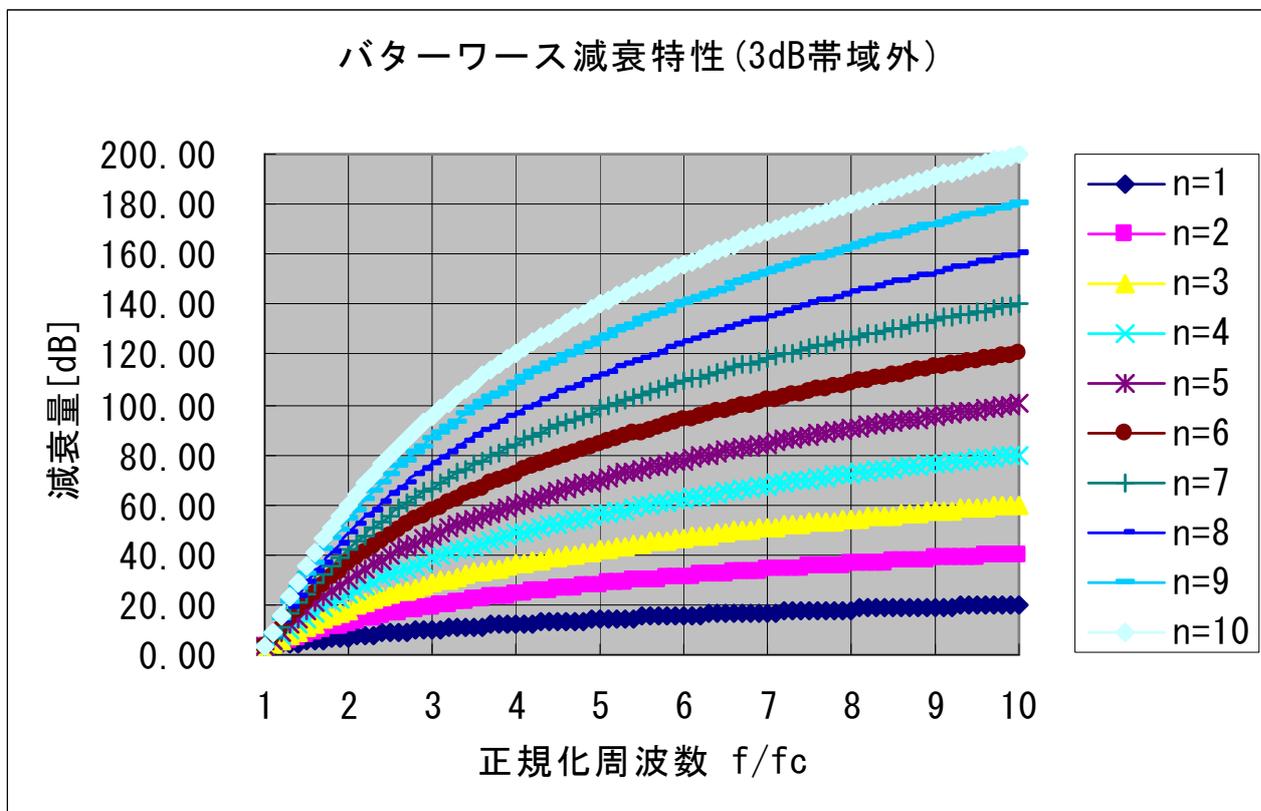
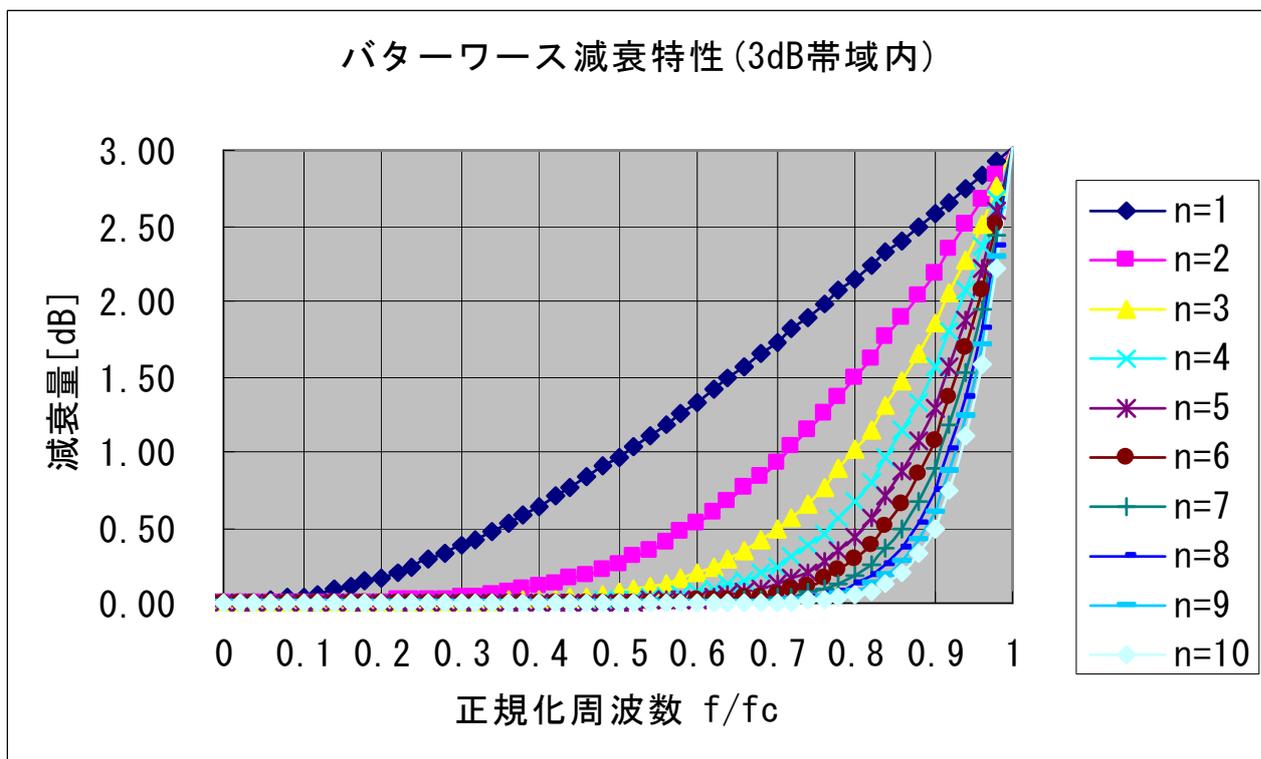
遅延等化器の設計も、今までのフィルタ設計のように計算済みの正規化された数表を元にして仕様に合う遅延特性を探し、そのパラメータから部品定数を計算することで可能です。詳細は参考文献を参照願います。

遅延等化器の遅延補正量は周波数に反比例し、同じ正規化された回路から周波数変換して設計した回路であれば、周波数が2倍になると遅延量は1/2になります。これはフィルタによる遅延量と同じ関係です。ですからスーパーヘテロダイン受信機のように何段かIF周波数が存在する場合、大きな遅延補正が必要な場合はもっとも低いIF周波数で遅延補正を行うのが得策です。ただし、その場合は細かい遅延補正は難しいので、それは高いIF周波数かRF周波数で行います。

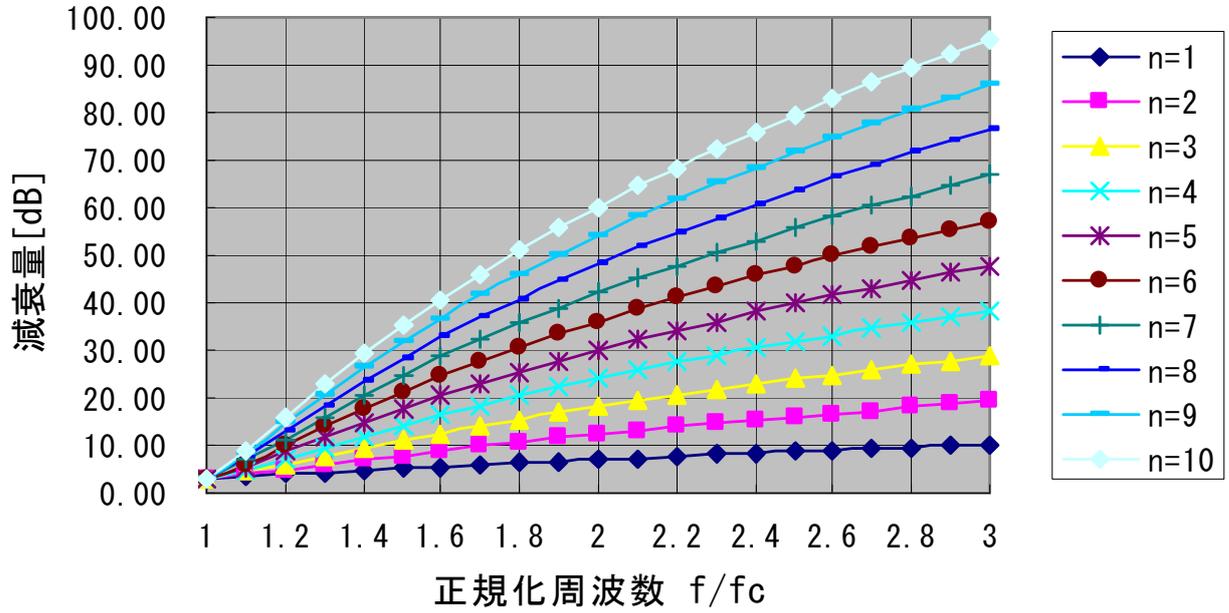
以上のように、遅延等化器を使用することによりフィルタの群遅延歪を軽減可能ですが、大半の場合、等化器の回路は等化されるフィルタよりも複雑になり、フィルタと合わせると回路規模は元の2倍以上になってしまいます。また、フィルタと完全な逆特性を実現するのはほとんど不可能で、等化後も群遅延歪はゼロになりません。BPFの例のように帯域中心付近と両端で遅延最大、それに挟まれた2カ所で遅延最小の谷が発生し、この状態で群遅延歪の仕様を満足しない場合は谷間を埋めるための遅延等化器が2個必要となります。それも仕様を満足しない場合は新たにできた4個の谷を埋めるために遅延等化器を4個追加・・・のようにゼロに近づけようとするほど等化器の段数が増加します。また、希望する遅延特性から回路段数を直接導出する計算式は存在せず、現在のところ人間が計算を繰り返して回路設計を試みなければ何段の等化器になるのか分かりません。ついでに、フィルタでも同様ですが、等化器同士を直接接続すると互いに干渉して特性がずれるため、間に緩衝増幅器かアッテネータを入れる必要があります。

というわけで、遅延等化は可能ですが、実際問題として遅延等化回路の設計は面倒で完全に群遅延歪を除去できないので、システム設計段階でアナログフィルタに過度な群遅延偏差仕様を割り当てないように設計を行うのが一番の近道です。また、近年ではFPGAの集積度が上がって100万ゲートは当たり前となり、デジタルフィルタのタップ数は数100程度は問題にならなくなったため、A/D変換でデジタル化した後にデジタルフィルタでオールパスフィルタを作り遅延等化を行うこともあります。

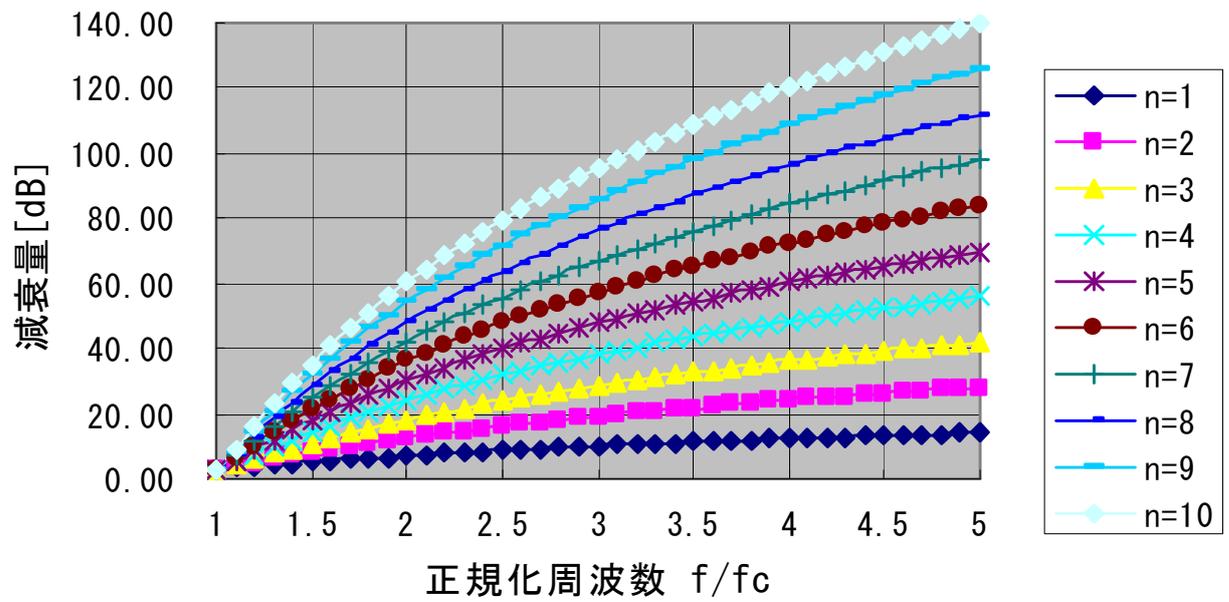
バターワース特性



バターワース減衰特性



バターワース減衰特性



2～10段 バターワース特性 正規化LPF回路

段数	直列枝入力	並列枝入力
n=2		
n=3		
n=4		
n=5		
n=6		
n=7		
n=8		
n=9		
n=10		

上記回路は正規化回路 ($Z_0=1[\Omega]$ 、 $\omega_c=1[\text{rad/sec}]$) のため、部品定数は実際の Z_0 、 f_c で変換すること

$$L = \frac{L_n \times Z_0}{2 \times \pi \times f_c} \text{ [H]}$$

$$C = \frac{C_n}{Z_0 \times 2 \times \pi \times f_c} \text{ [F]}$$

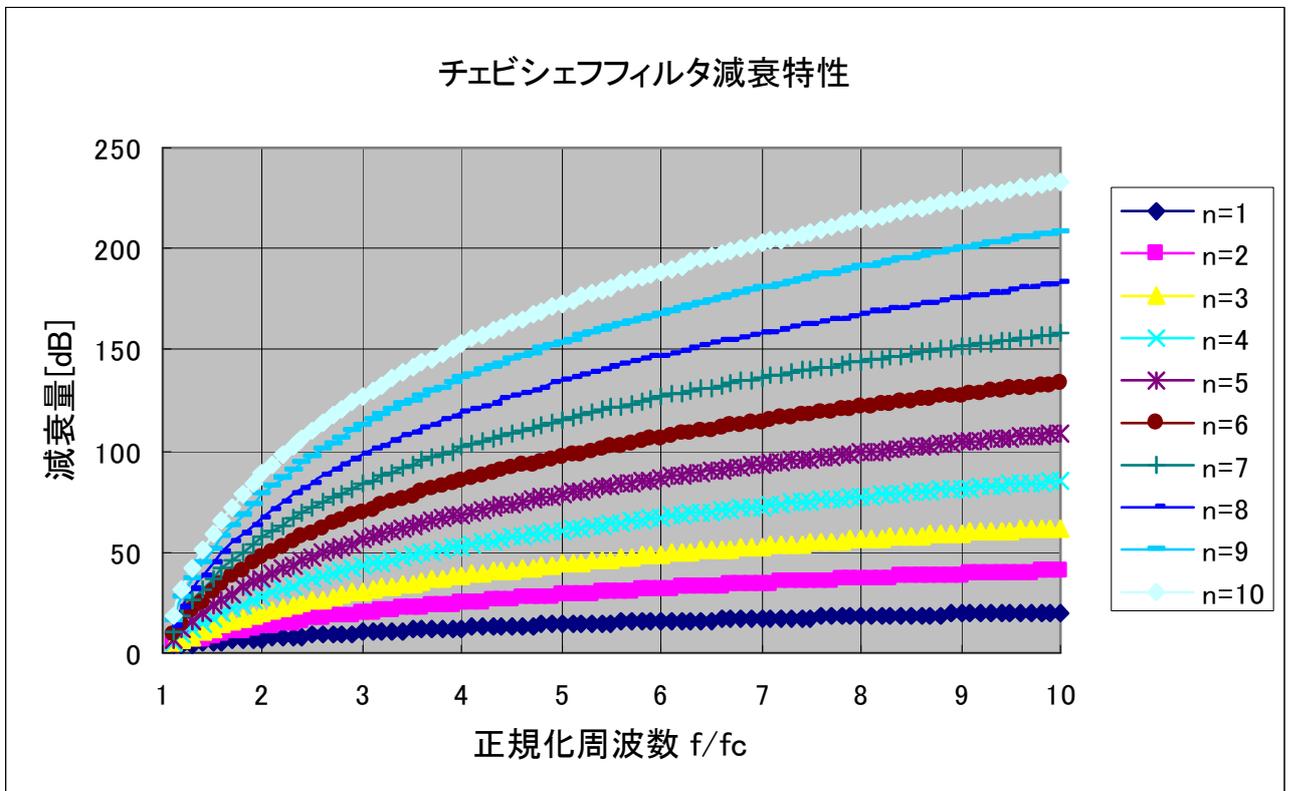
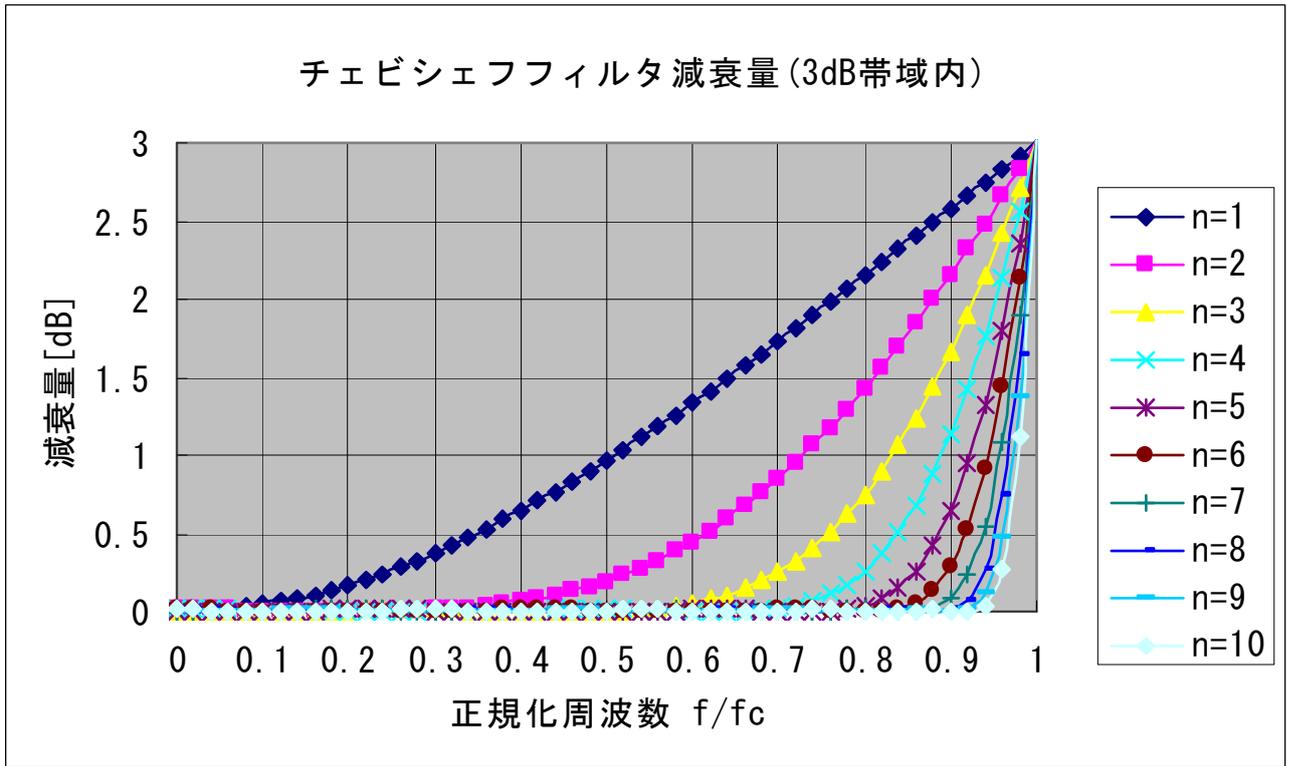
C_n : 規格化LPFのコンデンサ容量[F]

L_n : 規格化LPFのインダクタンス[H]

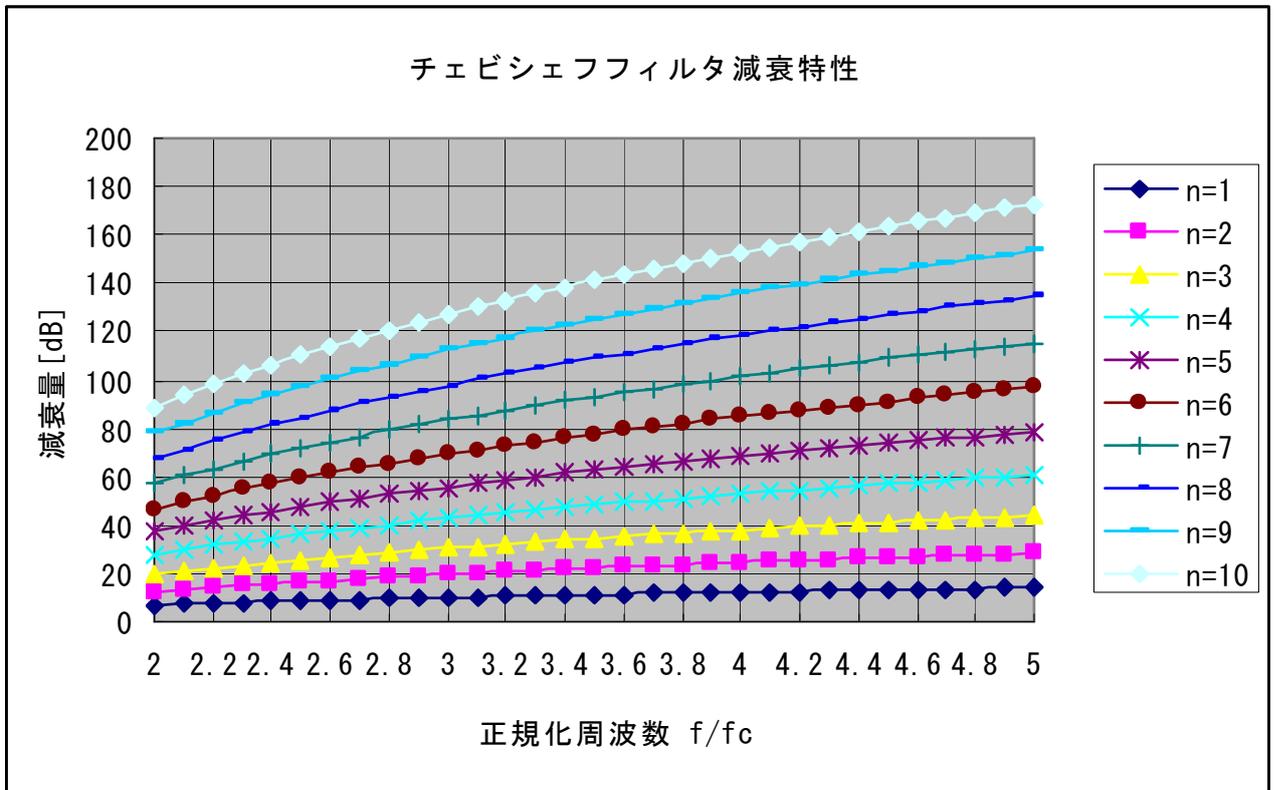
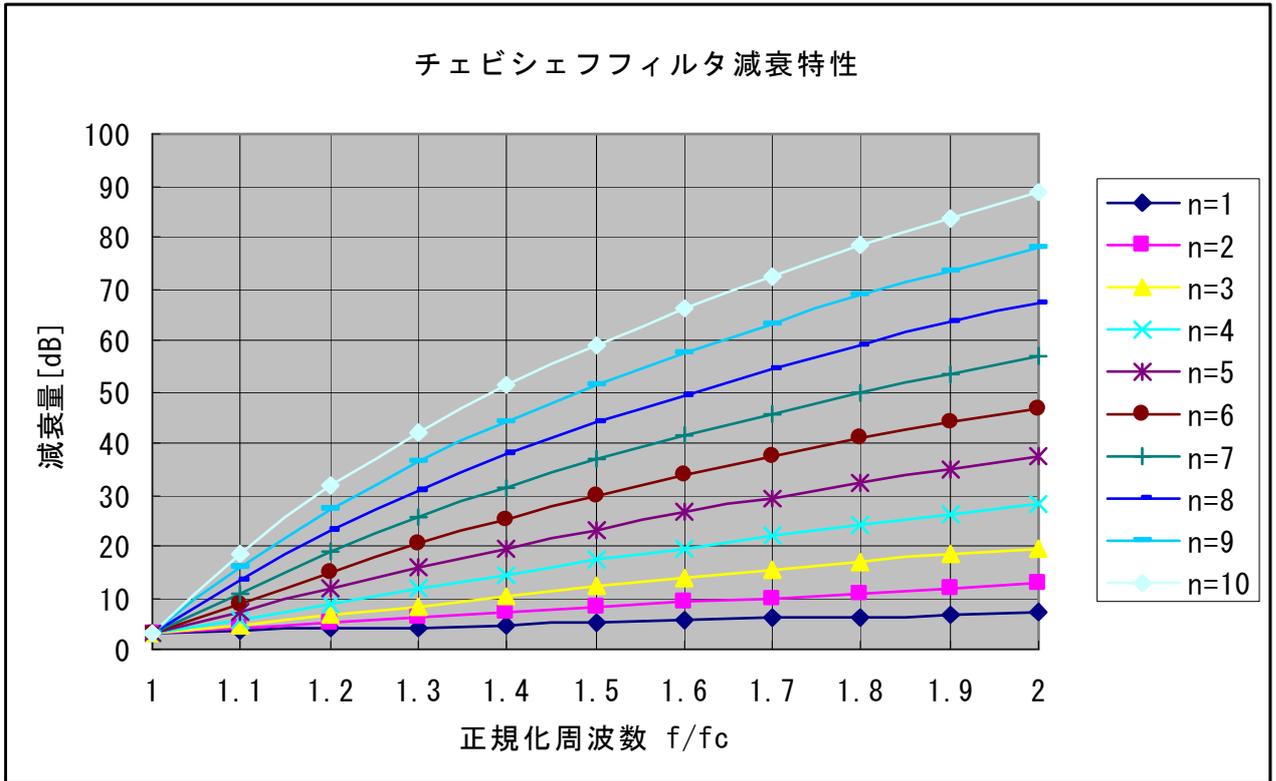
Z_0 : 特性インピーダンス[Ω]

f_c : 3dBカットオフ周波数[Hz]

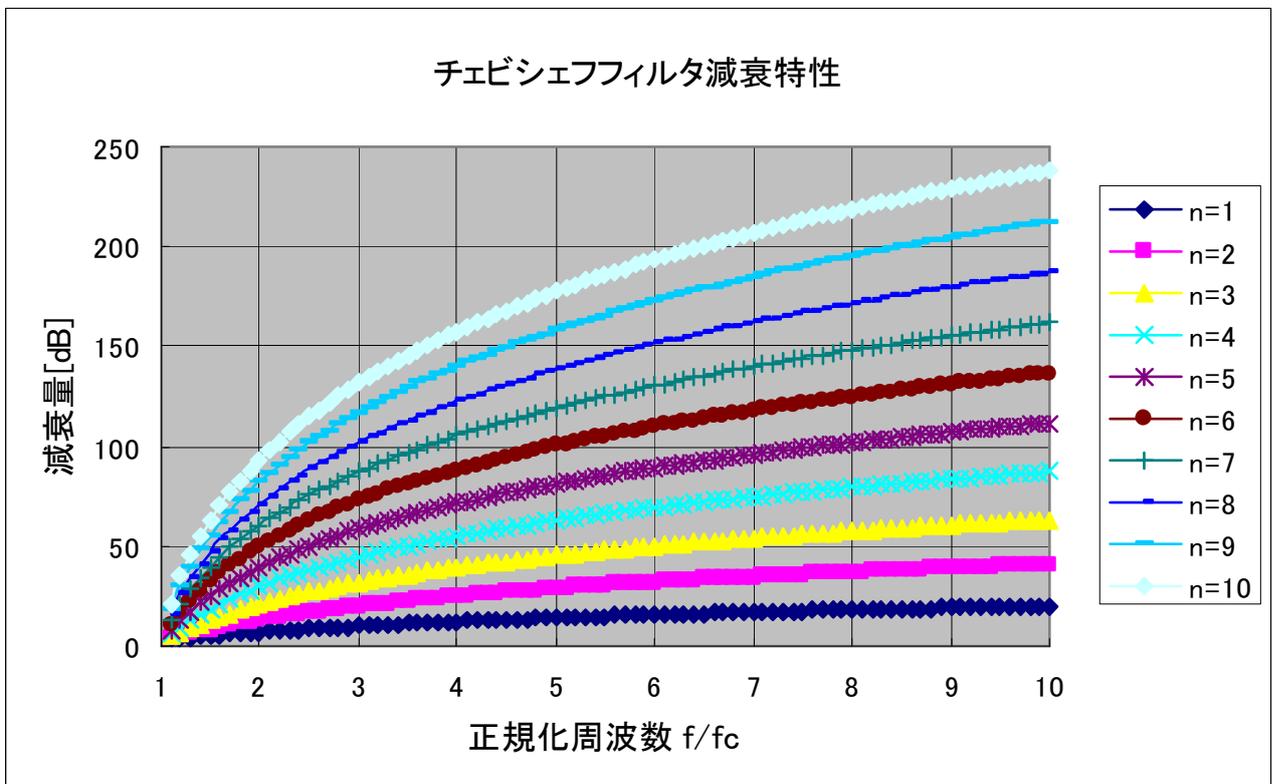
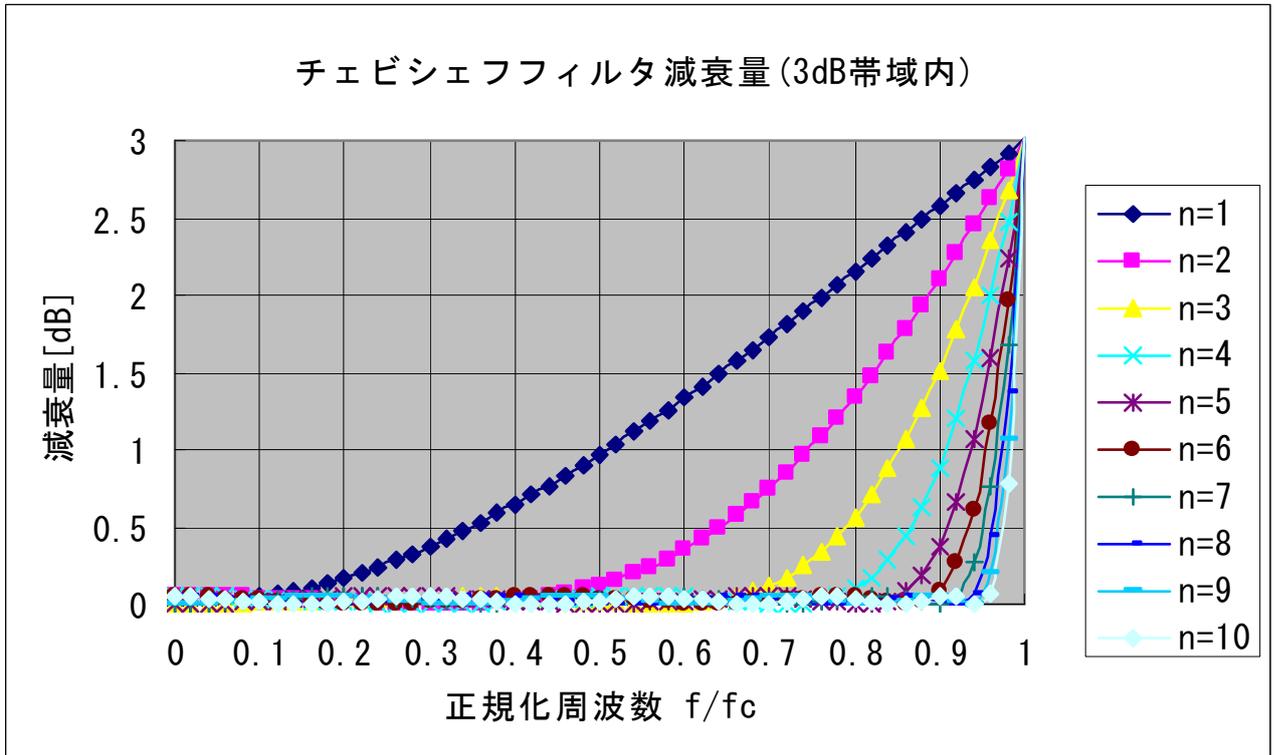
0.01dB リップル チェビシェフ特性



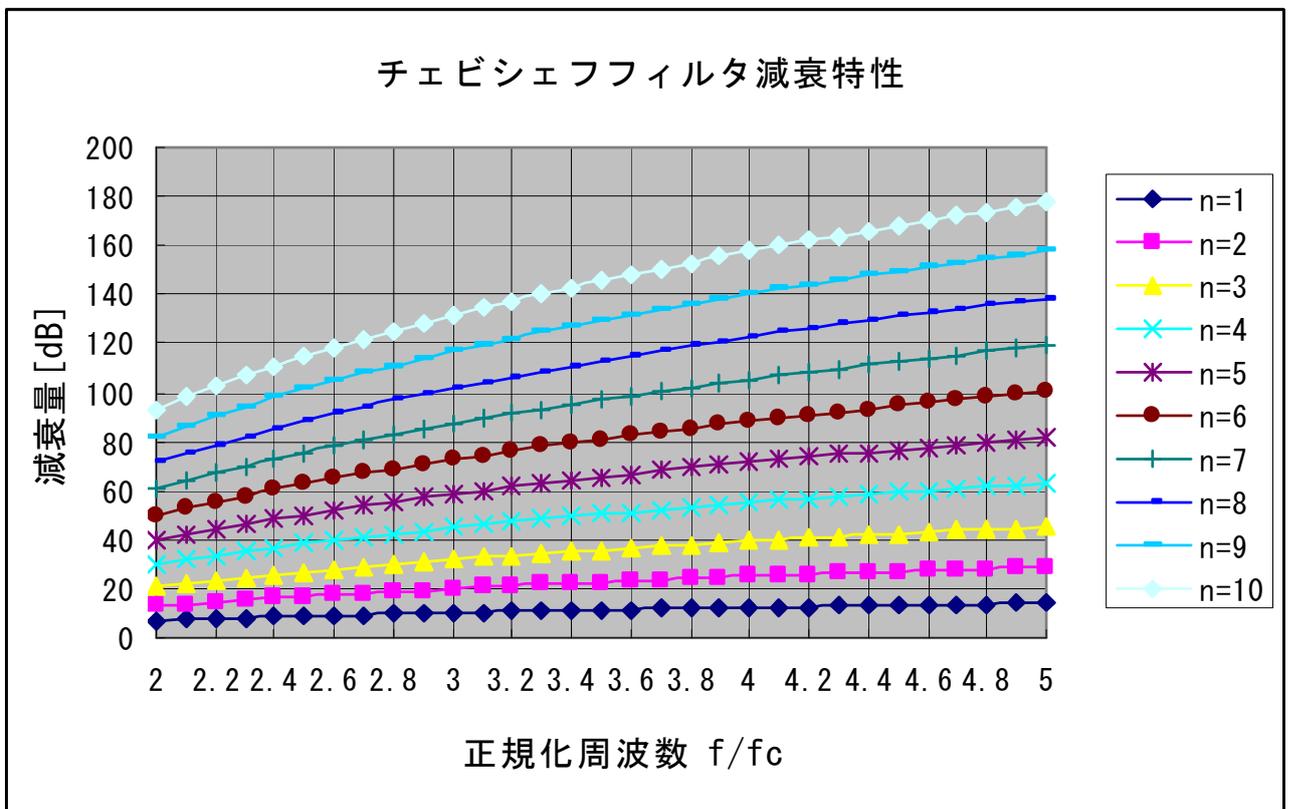
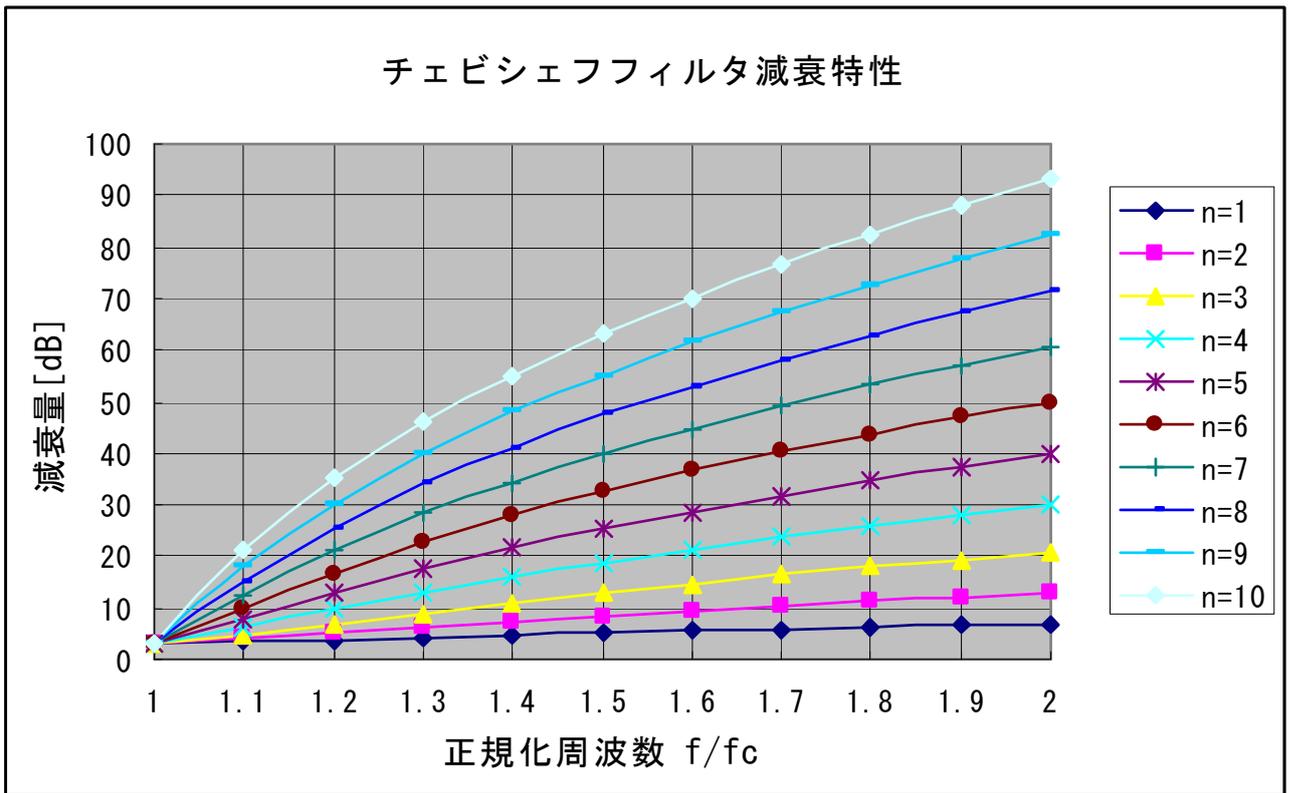
0.01dB リップル チェビシェフ特性 (続き)



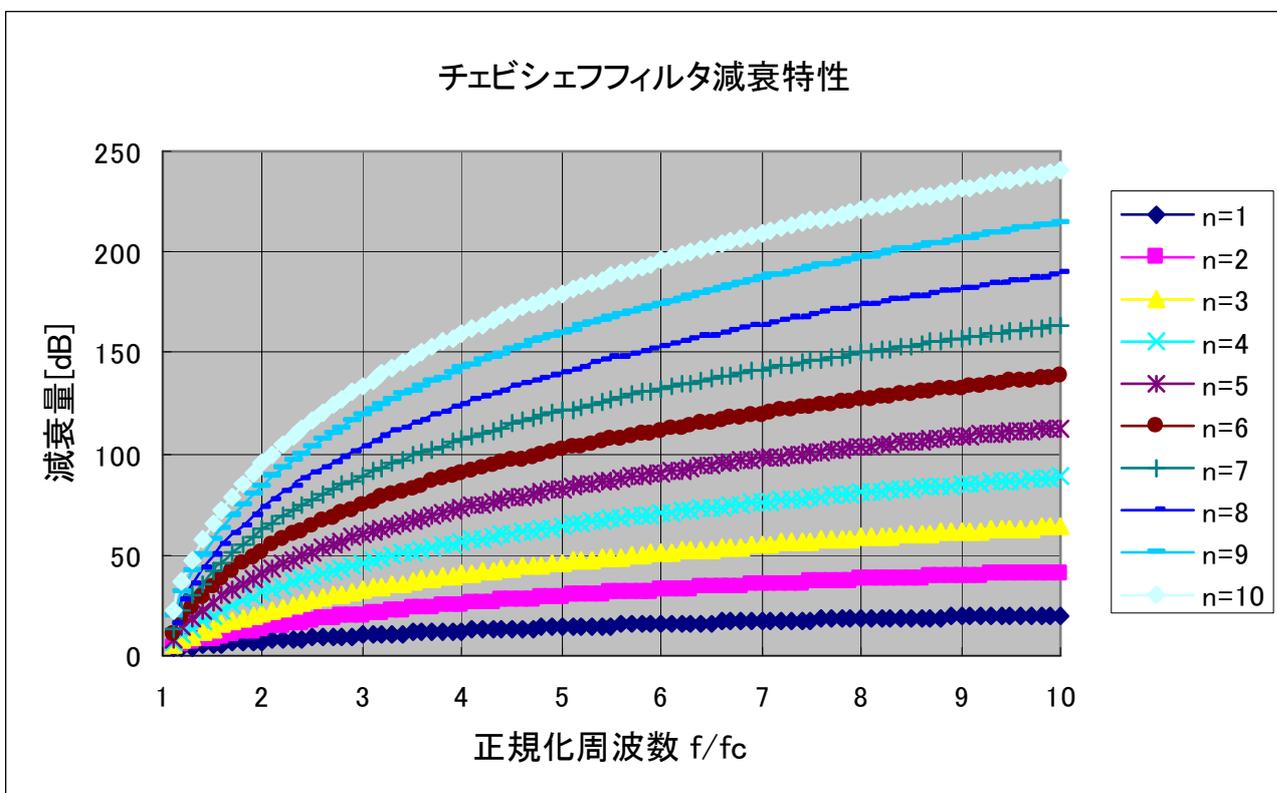
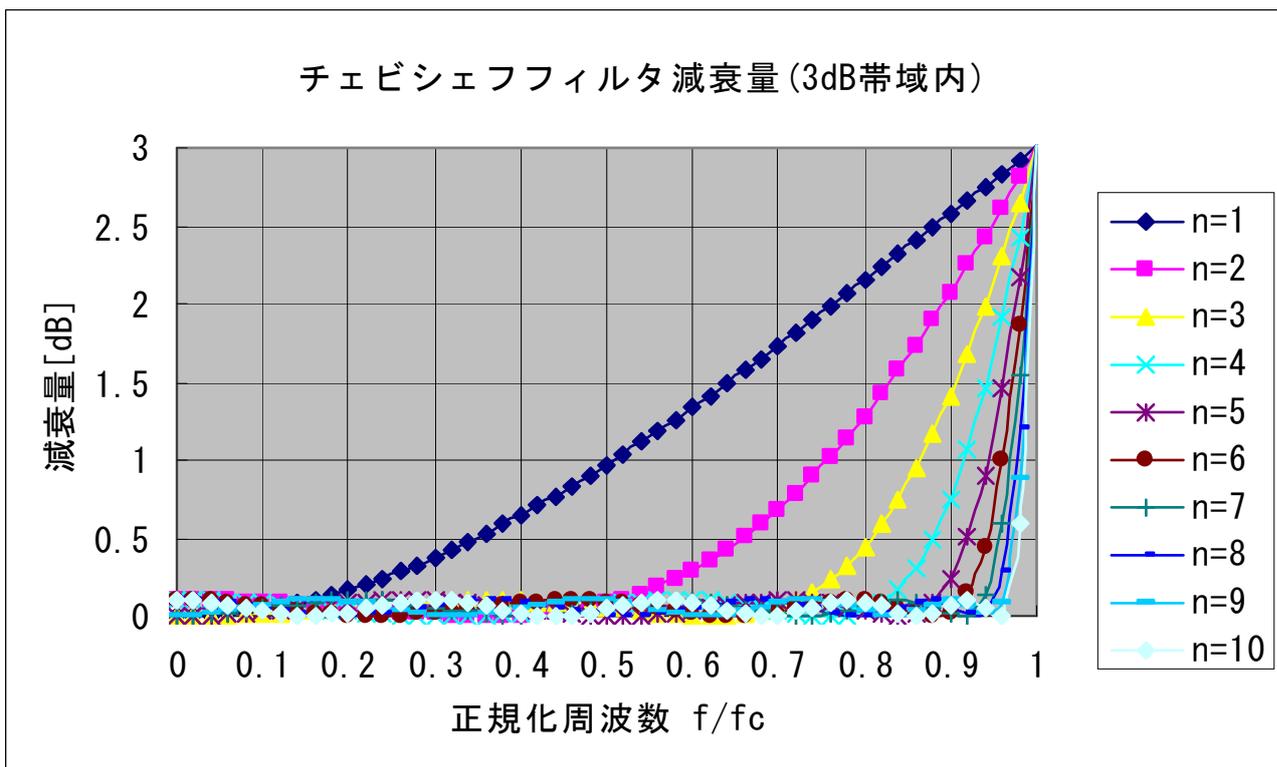
0.05dB リップル チェビシェフ特性



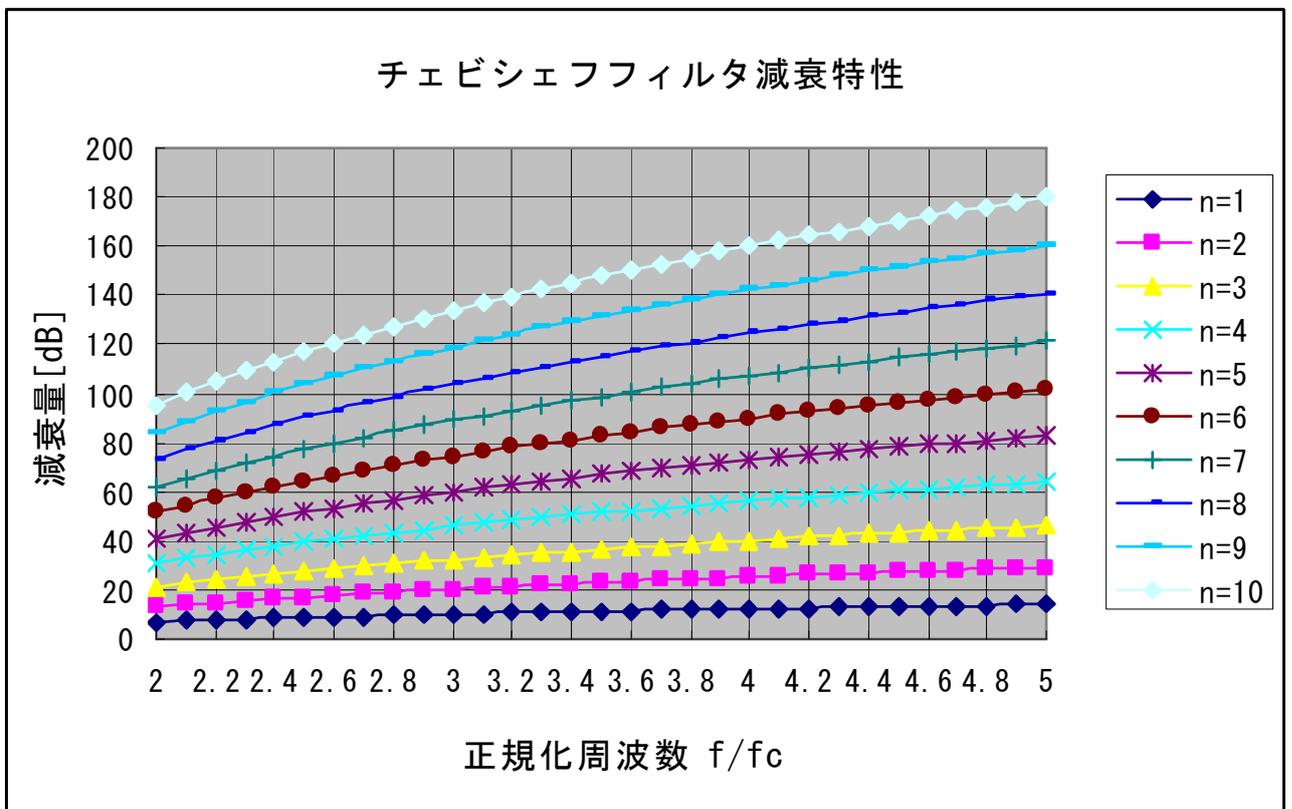
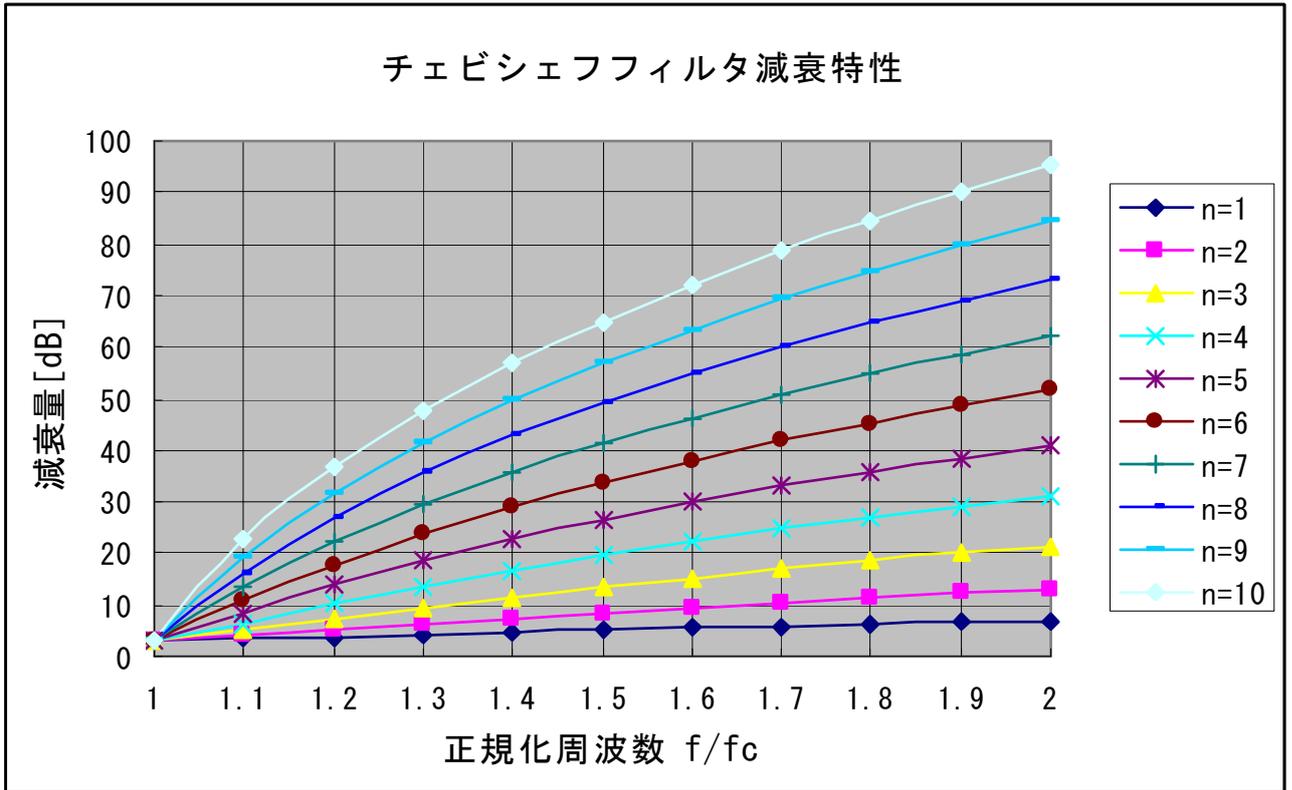
0.05dB リップル チェビシェフ特性 (続き)



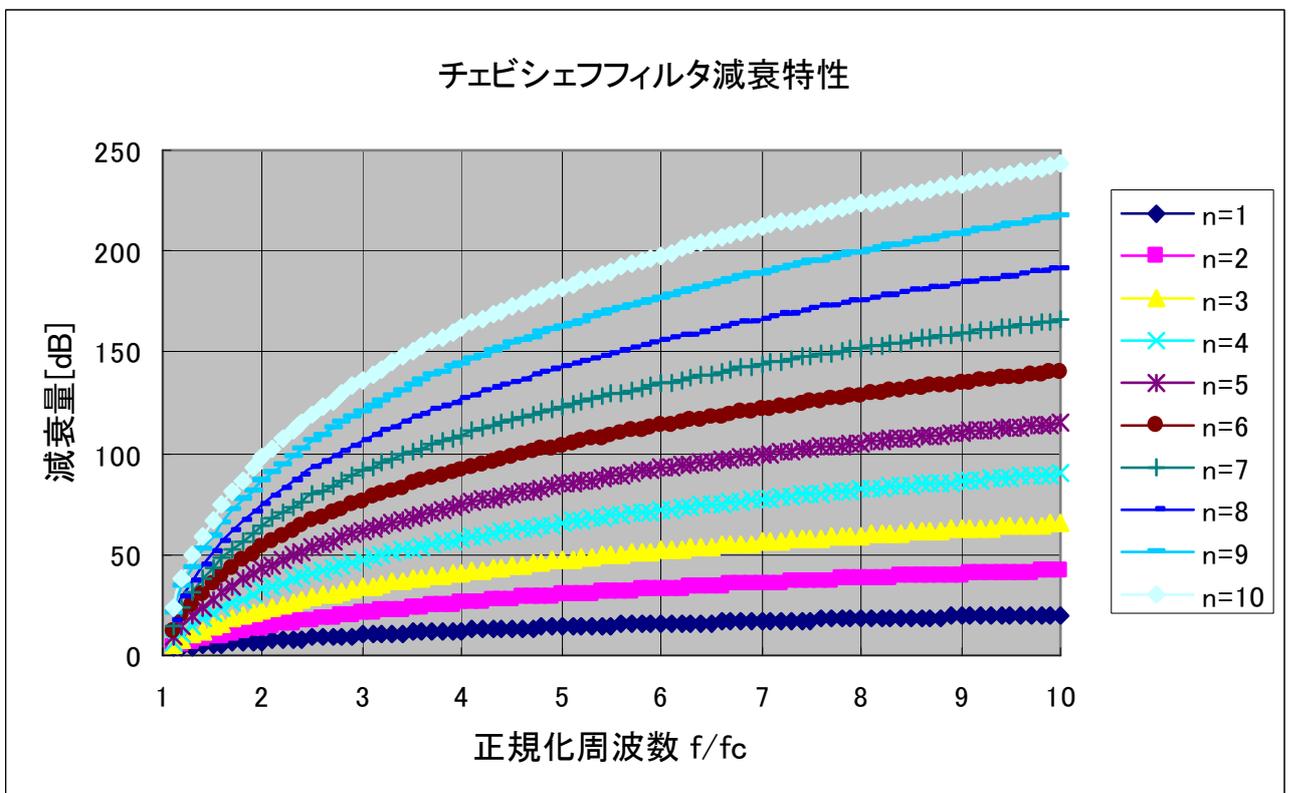
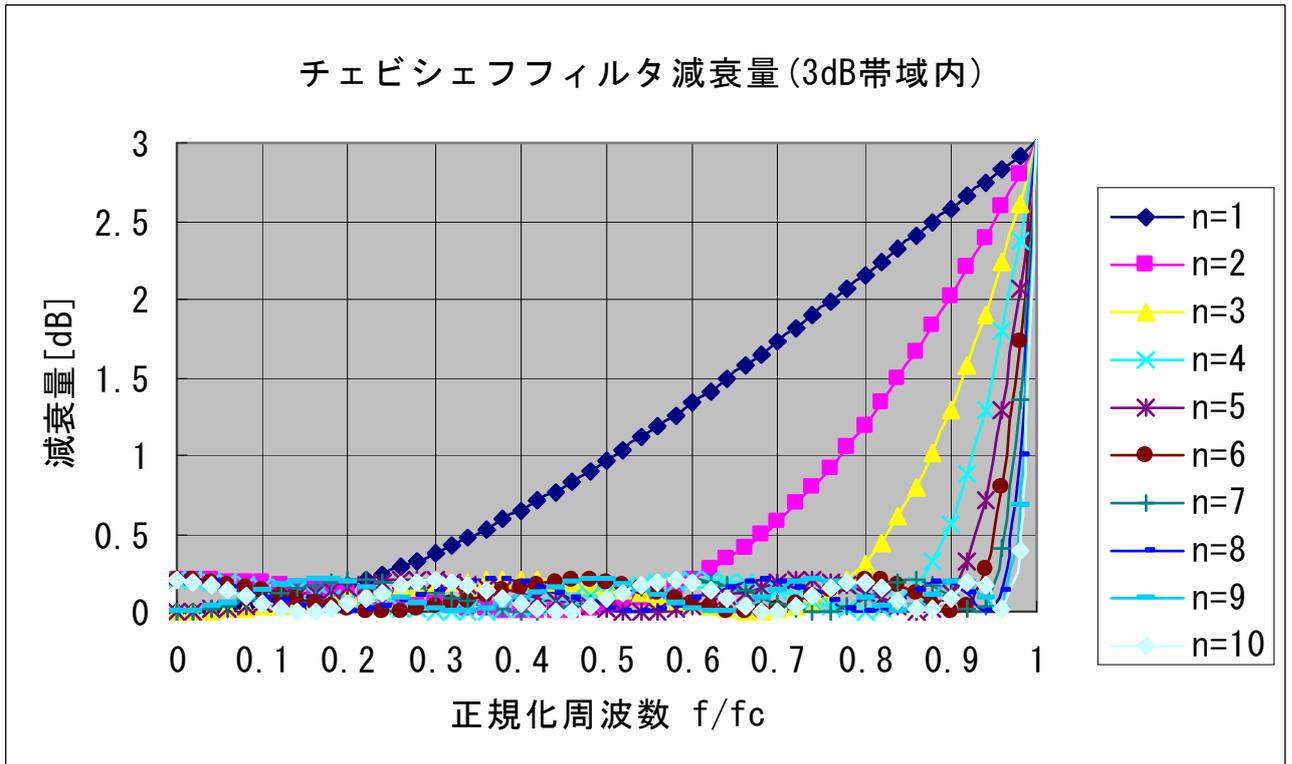
0.1dB リップル チェビシェフ特性



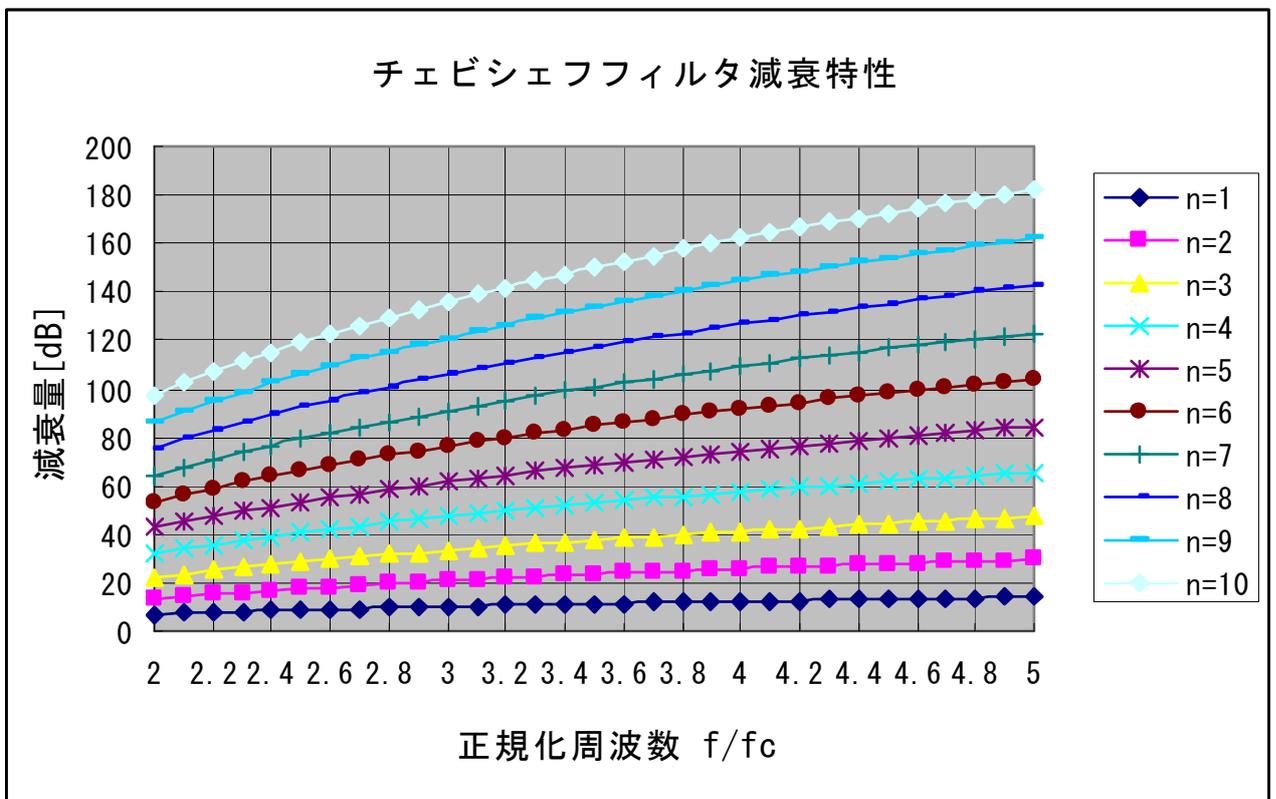
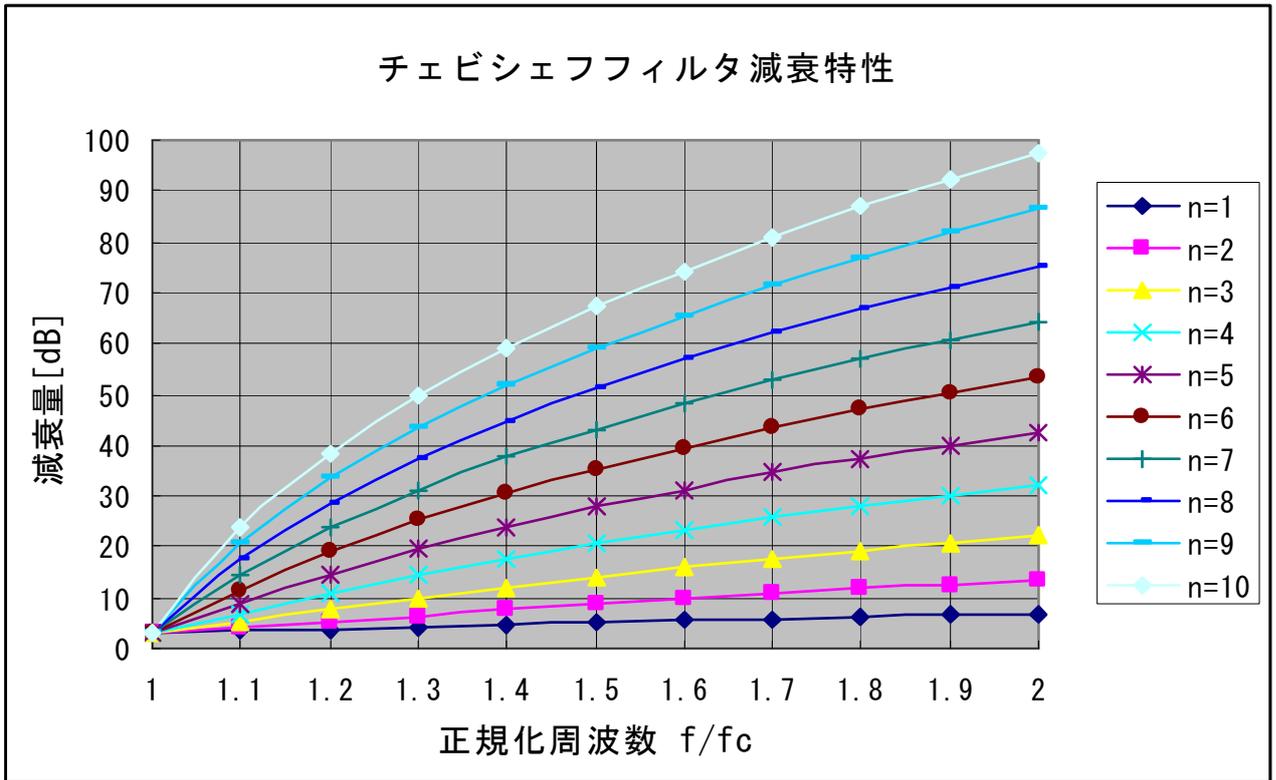
0.1dB リップル チェビシェフ特性(続き)



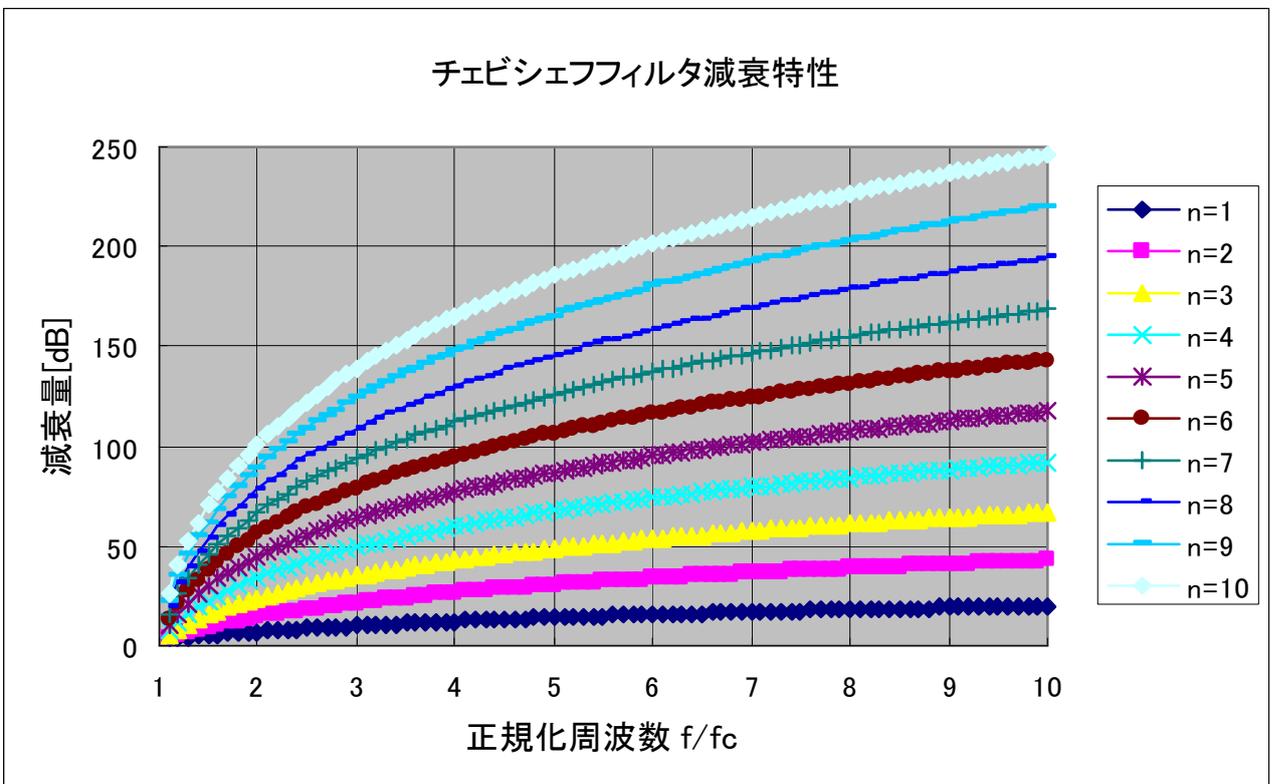
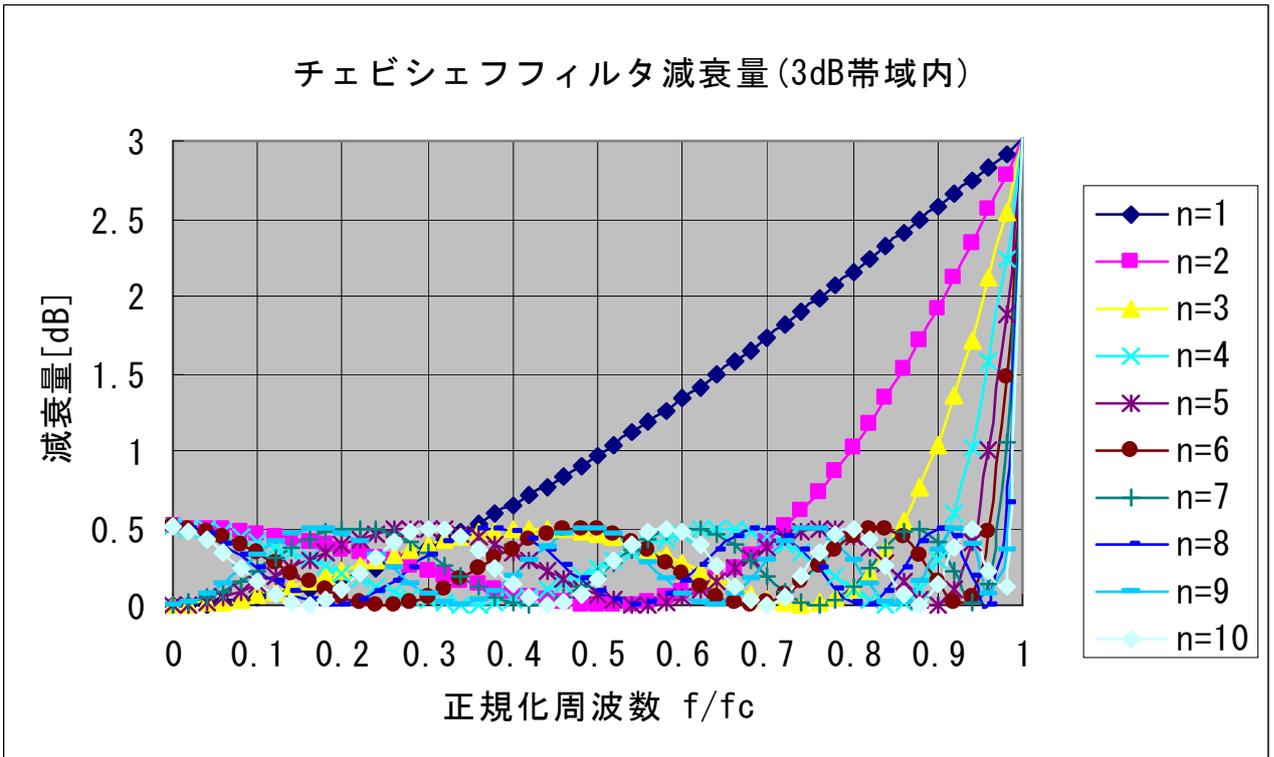
0.2dB リップル チェビシェフ特性



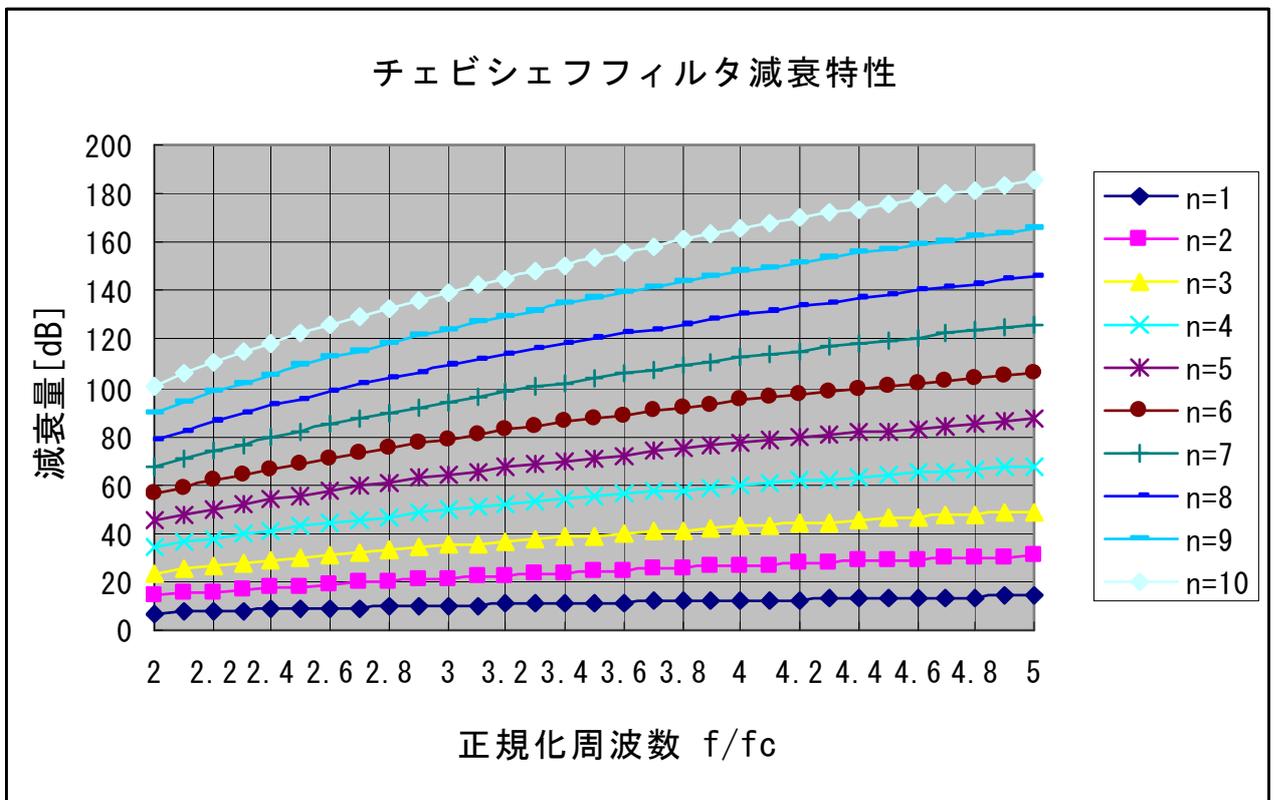
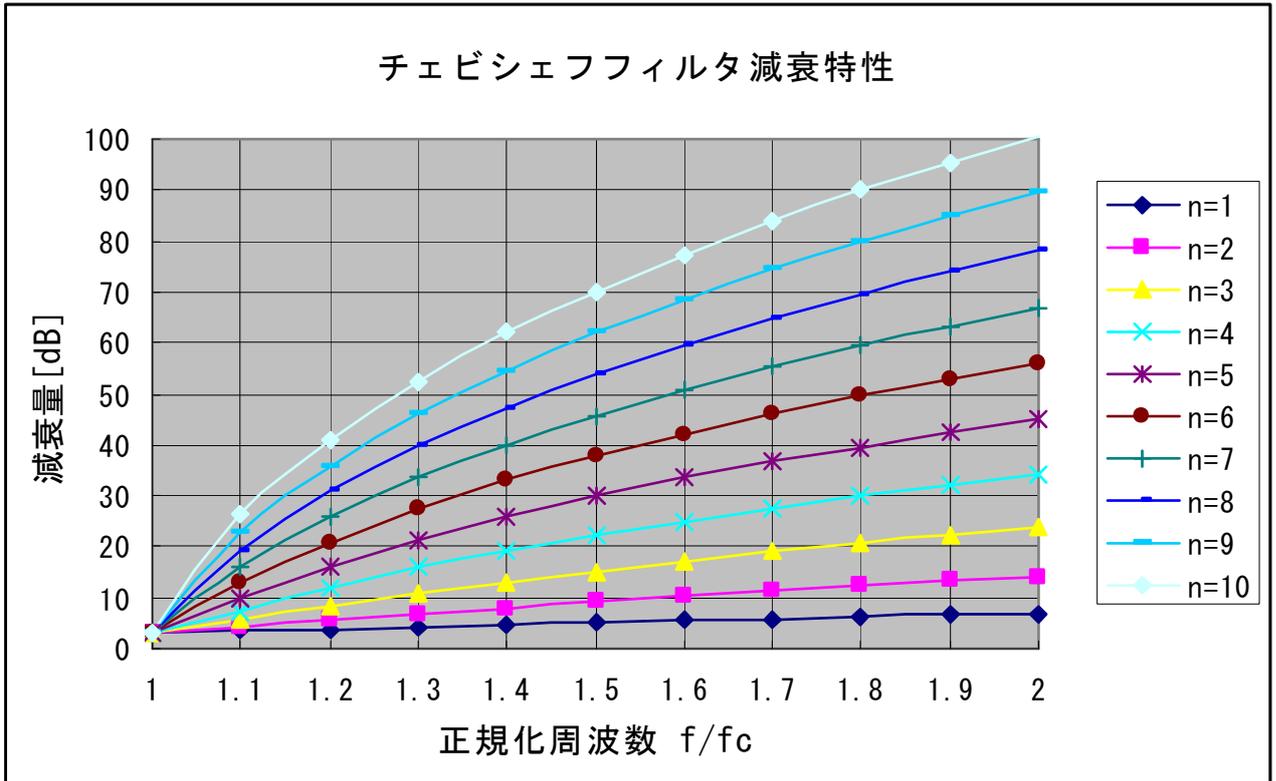
0.2dB リップル チェビシェフ特性(続き)



0.5dB リップル チェビシェフ特性



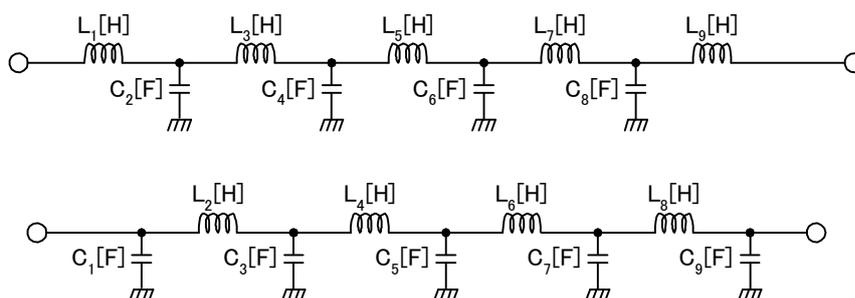
0.5dB リップル チェビシェフ特性(続き)



3~9 段 チェビシェフ特性 正規化 LPF 回路

リップル	n	部番と部品定数 コイル:[H]、コンデンサ:[F]								
		L1, C1	L2, C2	L3, C3	L4, C4	L5, C5	L6, C6	L7, C7	L8, C8	L9, C9
0.01dB	3	1.181	1.821	1.181	—	—	—	—	—	—
	5	0.977	1.685	2.037	1.685	0.977	—	—	—	—
	7	0.913	1.595	2.002	1.870	2.002	1.595	0.913	—	—
	9	0.885	1.551	1.961	1.862	2.072	1.862	1.961	1.551	0.885
0.02dB	3	1.233	1.772	1.233	—	—	—	—	—	—
	5	1.048	1.664	2.073	1.664	1.048	—	—	—	—
	7	0.991	1.591	2.048	1.832	2.048	1.591	0.991	—	—
	9	0.967	1.555	2.014	1.827	2.113	1.827	2.014	1.555	0.967
0.05dB	3	1.330	1.683	1.330	—	—	—	—	—	—
	5	1.174	1.616	2.149	1.616	1.174	—	—	—	—
	7	1.126	1.564	2.137	1.759	2.137	1.564	1.126	—	—
	9	1.106	1.539	2.113	1.758	2.196	1.758	2.113	1.539	1.106
0.1dB	3	1.433	1.594	1.433	—	—	—	—	—	—
	5	1.301	1.556	2.241	1.556	1.301	—	—	—	—
	7	1.262	1.520	2.239	1.680	2.239	1.520	1.262	—	—
	9	1.245	1.502	2.222	1.683	2.296	1.683	2.222	1.502	1.245
0.2dB	3	1.576	1.479	1.576	—	—	—	—	—	—
	5	1.472	1.470	2.381	1.470	1.472	—	—	—	—
	7	1.441	1.447	2.390	1.575	2.390	1.447	1.441	—	—
	9	1.428	1.436	2.379	1.580	2.445	1.580	2.379	1.436	1.428
0.5dB	3	1.864	1.280	1.864	—	—	—	—	—	—
	5	1.807	1.302	2.691	1.302	1.807	—	—	—	—
	7	1.790	1.296	2.718	1.385	2.718	1.296	1.790	—	—
	9	1.782	1.292	2.716	1.392	2.773	1.392	2.716	1.292	1.782

- ・偶数段で両端のインピーダンスが等しい回路の部品定数計算方法が参考資料に掲載されていなかったため表中から削除した
- ・上記回路は正規化回路 ($Z_0=1[\Omega]$ 、 $\omega_c=1[\text{rad/sec}]$) のため、部品定数は実際の Z_0 、 f_c で変換すること



どちらの回路も電氣的性能は同一