

1. 序文

水晶発振器の出力を5通倍或いは6通倍してスプリアスの殆ど無い、純粋な300MHz帯～400MHz帯の局発信号を発生する通倍回路の高安定化/高性能化を行う。併せて、シャープな周波数選択性の設計をSパラメータ解析で行うと共に、SNAPのHarmonic Balance解析を利用してそのスプリアス除去特性および入出力特性の最適化を達成する。

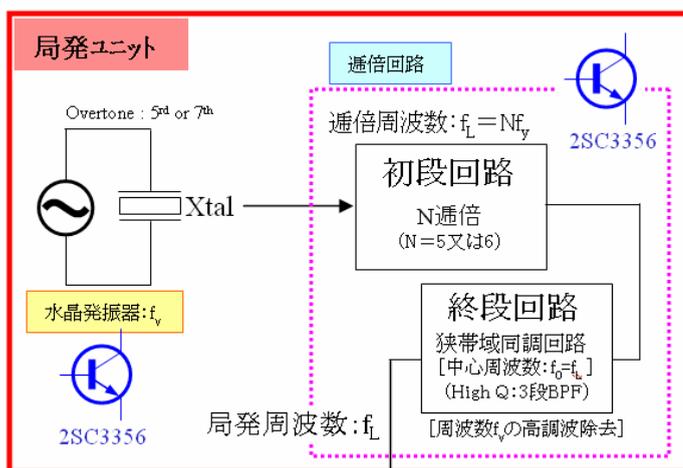
2. 概要

- (1) 本通倍回路は、出力回路に単同調回路を設け水晶発振器出力の基本波を入力して高調波を発生し、効率よく通倍出力する初段回路と、出力回路に3段の複同調回路を接続し高調波から希望波をシャープな周波数選択特性で抽出する終段回路から構成される。
- (2) 初段は、入力回路を基本波に同調させて基本波に対する通倍効率を向上させると共に、出力共振回路に基本波帯に同調するトラップ回路を組み込んで増幅の安定度を向上させ、且つ通倍効率の向上を図る。
- (3) 終段は、出力側に容量結合の3段複同調回路を構成し希望波に対する隣接スプリアスを60dB以上減衰させることを目指す。
- (4) 各段の性能はSパラメータ解析によりその特性[利得/周波数特性/増幅の安定性等]の最適化を達成し、総合性能の通倍特性/スプリアス特性/入出力特性についてはハーモニック・バランス解析で詳細に解析評価する。

3. 局発ユニットの構成と通倍回路の基本構成

Fig.1

局発のブロック構成を(図1)に示す。C31chからC53chの映像信号を作るために67.000MHzから78.000MHzの水晶発振器で[11種類の]基本波を発生させ、通倍回路にて5通倍ないし6通倍させて(表1)に示すような[11種類:342.000MHz～462MHz]の局発信号をスプリアス無し[基本波に対してスプリアスのレベルは-60dB以下]に発生する。このとき終段回路に使用する複同調回路[3段BPF]の周波数選択特性は希望波(通倍波)が双方特性の中央の谷



Channel Plan	Carrier Center Frequency (MHz)	IF Modulation Frequency (MHz)	Local Carrier Frequency (MHz)	Multiple	Crystal Oscillation Frequency (MHz)	Spurious Level (dB) based on Calculation
チャンネル配置 映像伝送用周波数	IF変調伝送用周波数	局発伝送用周波数	乗倍数	水晶発振器周波数	スプリアスレベル(計算値)	
C33	282.250	58.750	341.000	5	68.400	less than -60 dB(以下)
C35	295.250	58.750	354.000	5	70.000	less than -60 dB(以下)
C37	307.250	58.750	366.000	5	72.000	less than -60 dB(以下)
C39	319.250	58.750	378.000	5	75.000	less than -60 dB(以下)
C41	331.250	58.750	390.000	5	78.000	less than -60 dB(以下)
C43	343.250	58.750	402.000	5	80.000	-50 dB at 35.5 MHz
C45	355.250	58.750	414.000	5	83.000	less than -60 dB(以下)
C47	367.250	58.750	426.000	5	71.000	less than -60 dB(以下)
C49	379.250	58.750	438.000	5	73.000	less than -60 dB(以下)
C51	391.250	58.750	450.000	5	75.000	less than -60 dB(以下)
C53	403.250	58.750	462.000	5	77.000	less than -60 dB(以下)

Table.1

付近に来るようにして温度変化等で  $f$  特が若干変動しても、希望波が同調回路の山から外れ難いように設定する。

#### 4. 初段回路の最適化設計

(1) 基本回路 [スタート時点]  
設計スタート時点の基本回路を (図2) に示す。

入力を直結にし、出力回路を複同調回路 (約共振周波数 500MHz) に選んで通倍の変換効率を高める。

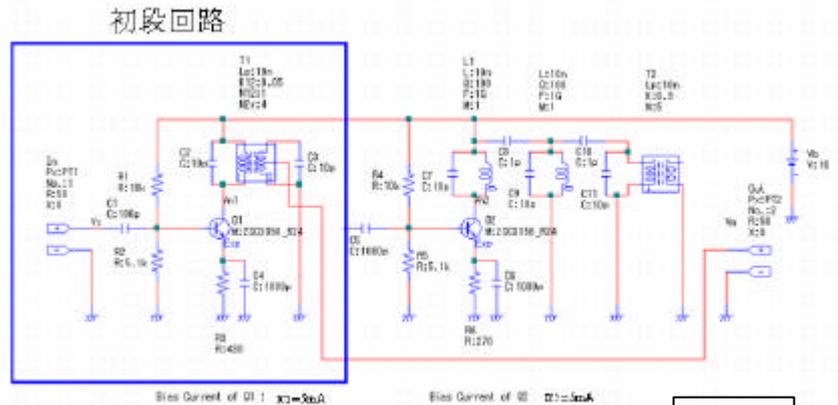
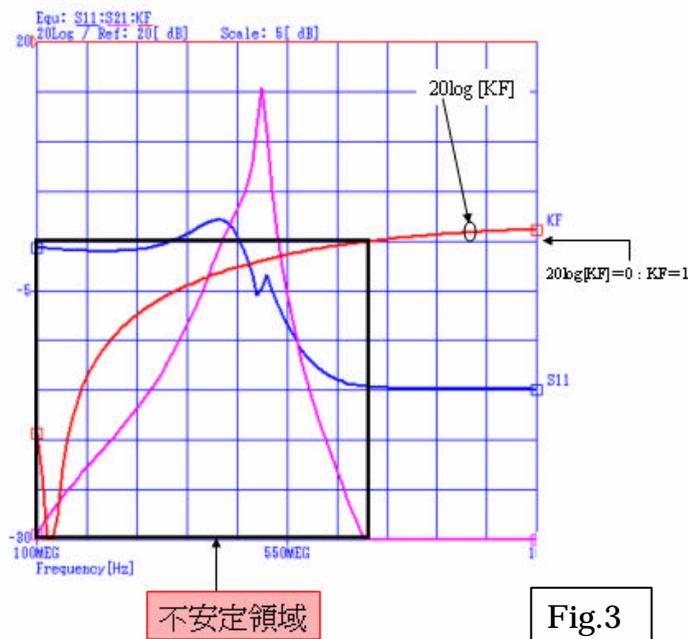


Fig.2



S パラメータ解析で初段回路の特性を調べてみると、(図3)に示すように約 600MHz 以下で安定指数  $KF = 1$  となり、又 400MHz 付近で  $S_{11} = 1$  となり不安定であることが分かる。

Fig.3

(2) 最終改良回路

基本波帯(60MHz ~ 80MHz) から通倍波帯 (300MHz ~ 500MHz) の広帯域に渡って安定に増幅させるために、ベース抵抗  $R3$  を付加し、ミッタ側のパルスキング容量を増やし、更に出力回路に 100MHz 付近

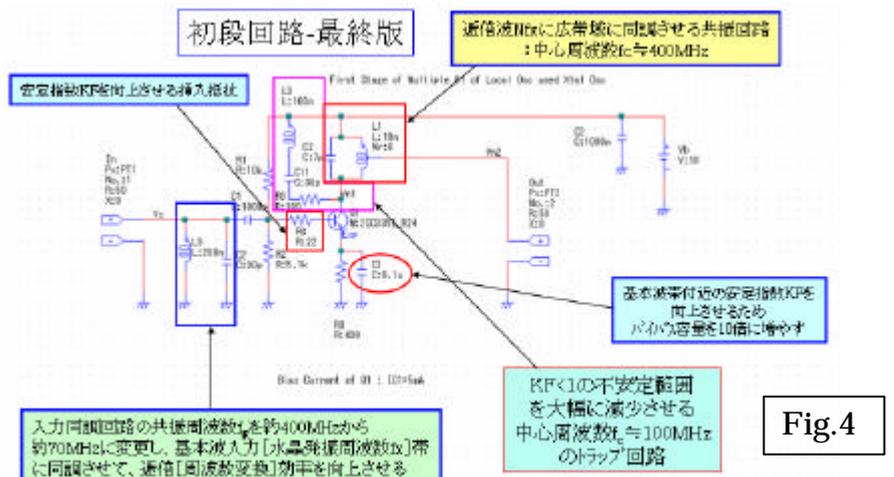
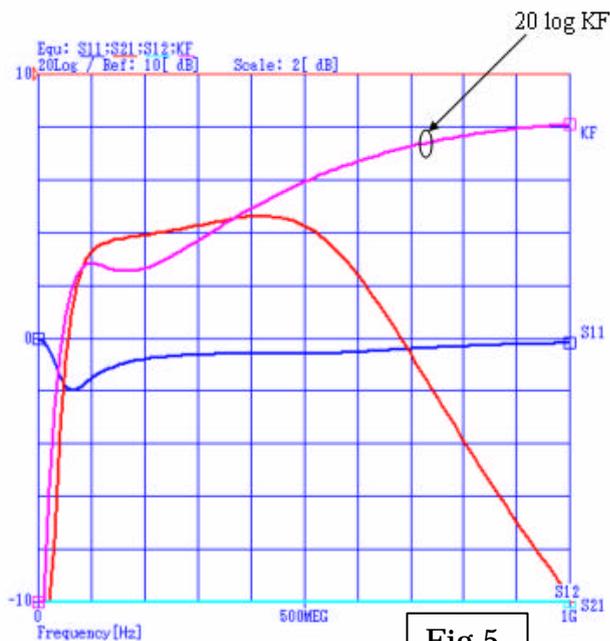


Fig.4

のラップ回路を接続している。また入力回路は基本波に同調させることによって逡倍の効率を高め、出力回路は中心周波数約400MHz 付記に選び共振の Q を低くして C33ch から C53ch の局発周波数帯を広帯域に通過させるようにしている。

この初段回路の最終版を ( 図 4 ) に示す、改良箇所とその理由を図に記載している。

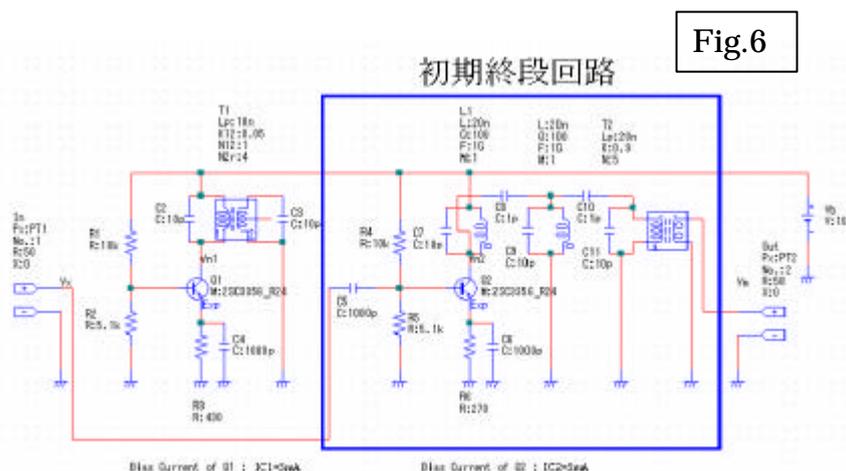
その結果、( 図 5 ) に示すように、利得は凡そ 200MHz ~ 500MHz まで平坦特性になり、安定指数 KF が約 50MHz 以上で KF 1 になり基本波から逡倍波の帯域まで安定に増幅することが分かる。



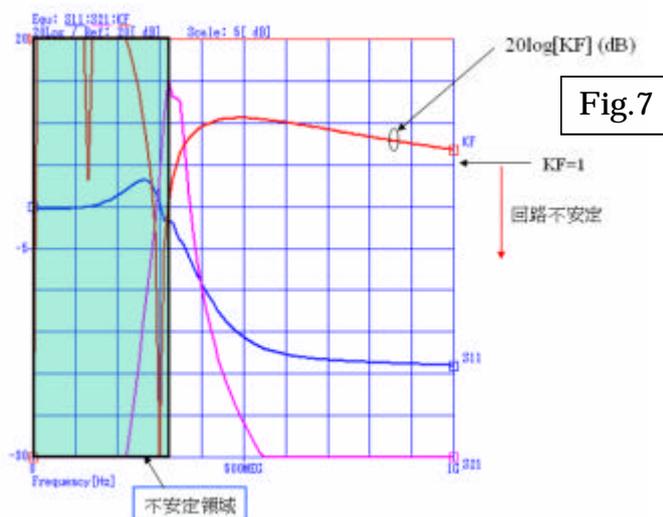
#### 4 . 初段回路の最適化設計

##### ( 1 ) 基本回路 [ スタート時点 ]

( 図 6 ) に示すように、出力回路に容量結合の 3 段の共振回路[BPF]を接続して、基本波を逡倍した高調波から希望波を抽出し、隣接のノイズを 60dB 以上減衰するように設定した。



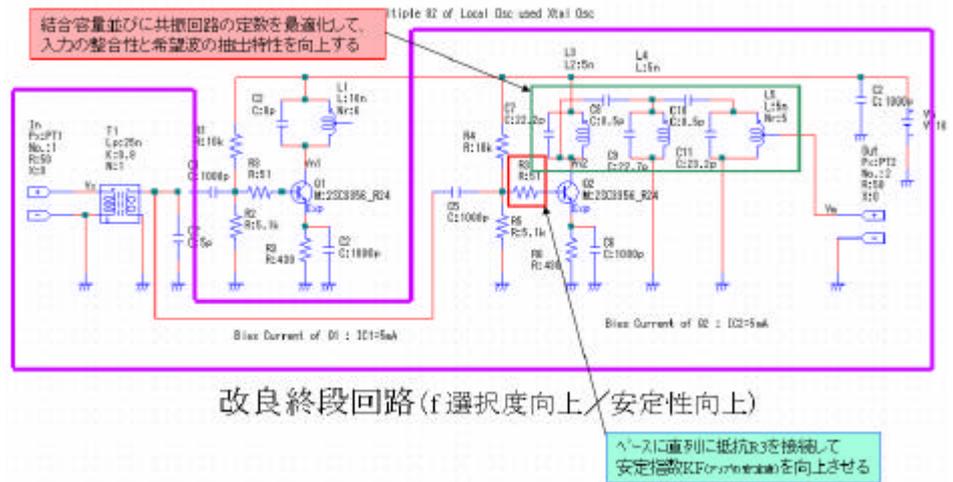
この基本回路に対する S パラメータ解析の結果( 図 7 ) を分析してみると、約 300MHz 以下の帯域で安定指数 KF が 1 以下になり、また反射係数 S11 も 1 以上となり増幅が不安定になっていることが分かる。また希望波を抽出する同調周波数付近では S11 が谷状波形を描いておらず、入力の整合が旨く取れていないことも分かる。



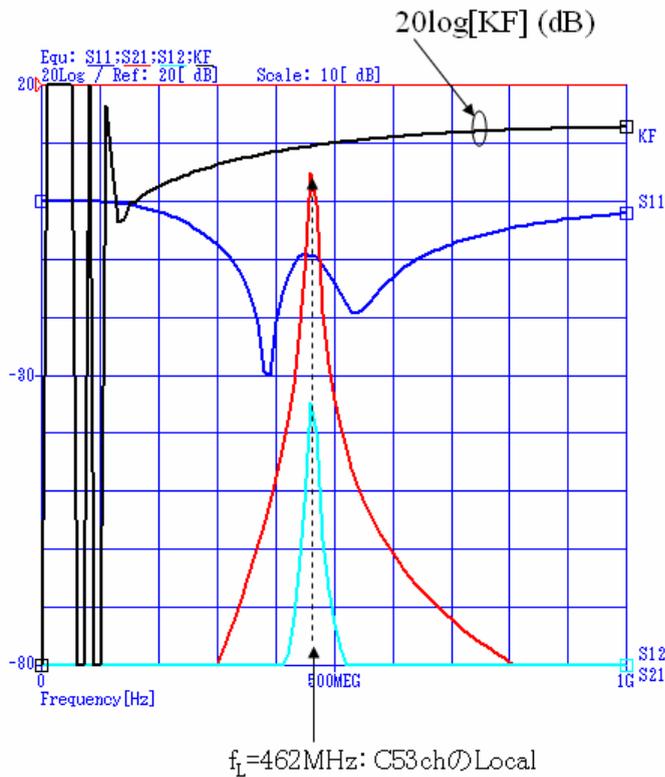
( 2 ) 最終改良回路

Fig.8

( 図 8 ) に示すように、3 段 BPF を形成する複合同調回路の定数の最適化、並びに $\pi$ - $T$ に直列抵抗を付加して、安定性の向上並びに逡倍された希望波の抽出特性 ( 即ち周波数選択性 ) を向上する。



改良終段回路 (f 選択度向上 / 安定性向上)



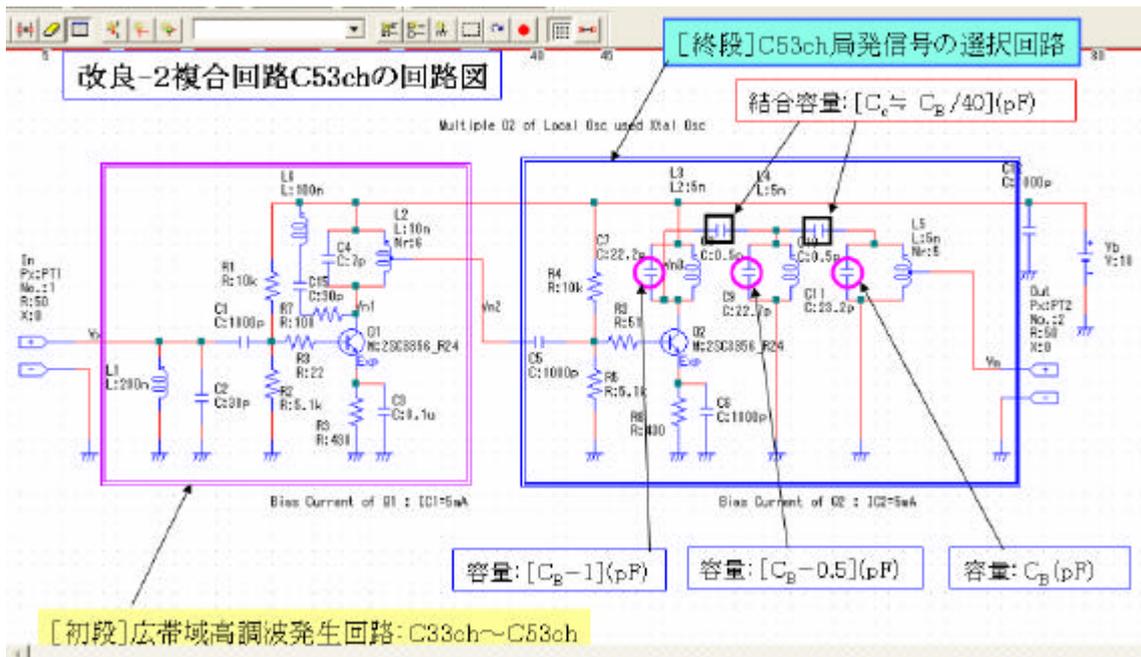
安定指数 KF の約 200MHz 以上で KF 1 になり、反射係数 S11 も全般的に 1 以下になり増幅機能が安定向上したことが ( 図 9 ) から分かる。更に反射係数 S11 は希望波を選択する同調周波数付近で谷状形を示しており、入力側の整合が概ね取れていることも分かる。

Fig.9

5 . 初段 / 終段複合同調回路 [ 逡倍回路 ] の構成と総合特性の解析

前記の初段回路 [ C33ch ~ C53ch に渡って共通 ] と終段回路 ( 複合同調回路の共振条件を選定 ) を組み合わせた 11 種類の逡倍回路の内から代表的な 1 つを選んで最終設計回路の性能について簡潔に説明する。

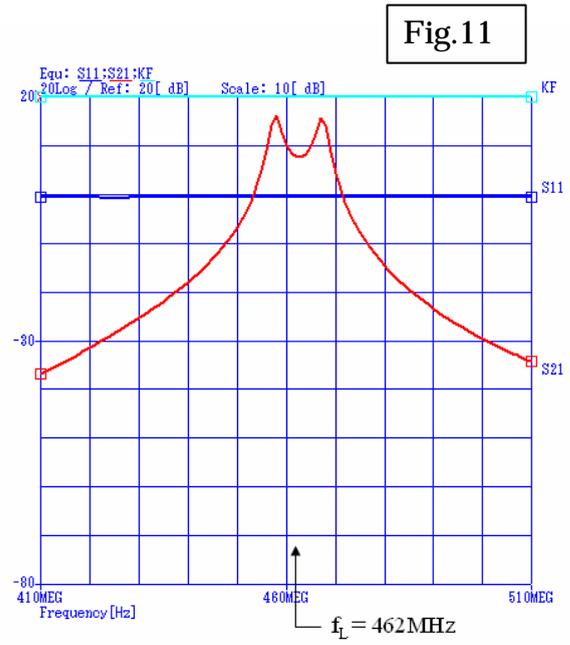
( 1 ) C53ch ( 局発周波数 :  $f_L = 462\text{MHz}$  ) に $\pi$ - $T$ された逡倍回路の構成



( 2 ) C53ch(局発周波数 :  $f_L = 462\text{MHz}$ )の逡倍回路の特性解析

C53ch の局発信号を発生する逡倍回路の回路図を(図 1 0)に示す。初段回路は水晶発振器出力の基本波を5ないし6倍に周波数逡倍する C33ch から C53ch まで共通の高調波発生回路である。終段回路の出力回路は、各同調回路の共振回路定数 L、C のみが希望波に合わせて選定される。

具体的には最終段の同調回路の共振定数 C11 と L5 が希望波  $f_L$  を抽出するように例えば、 $C11 = C_M = 23.2\text{pF}$ 、 $L5 = 5\text{nH}$  に定まると、 $L3 = L4 = L5$  に、 $C7 = C_M - 1\text{PF}$  [コク容量 + 結合容量]、 $C9 = C_M - 0.5\text{PF}$  [結合容量]と自動的に算出されるように設計されている。



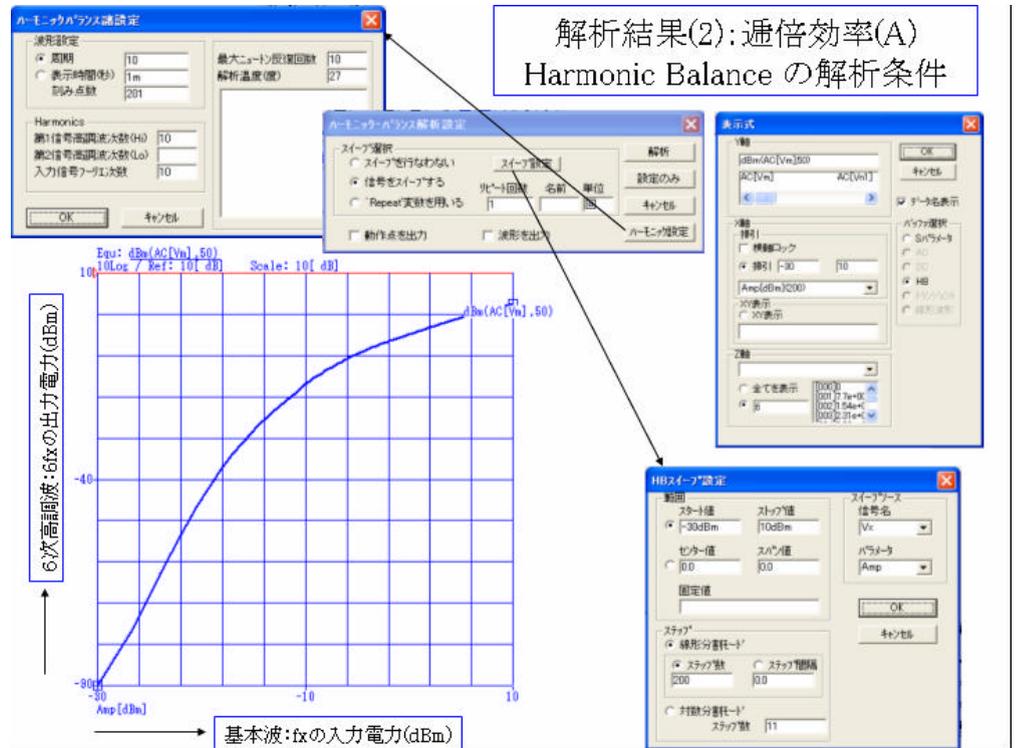
複合回路の周波数特性は(図 1 1)の Sパラメータ解析が示すように、希望波の局発周波数  $f_L = 462\text{MHz}$  を中心とする双方特性を有し、所望の周波数選択性をシャープに達成していることが分かる。

この逡倍回路の入出力特性はハモニック・バランスの解析を利用すると、(図 1 2)に示す条件を設定することにより、基本波  $f_x = 77.000\text{MHz}$  に対する 6 次高調波の局発周波数  $f_L = 6f_x = 462\text{MHz}$  の電力特性を精確に求めることができる。詳細に調べてみると、基本波入力

が-20dBm を越えると局発信号の出力が非線形領域に入り、基本波入力 10dBm で凡そそれに近い通倍波出力 [ 局発信号出力 ] が得られることが分かる。

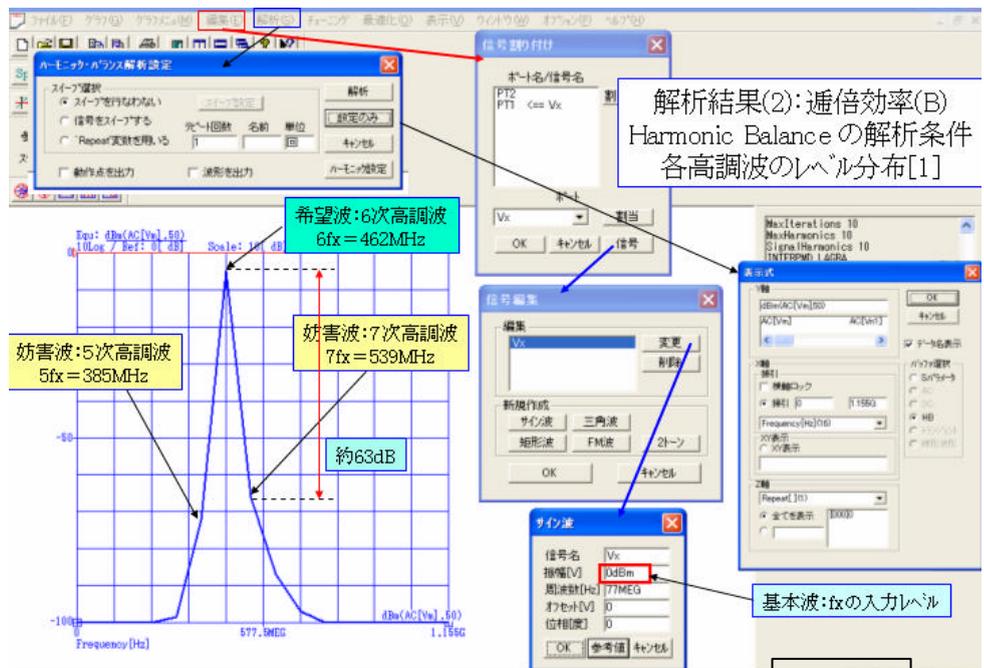
Fig.12

さらにこの通倍回路にハーモニック・バランスの解析を適用すると、(図13)に示す条件を設定することにより、基本波  $f_x = 77.000\text{MHz}$  に対する6次高調波の希望波である局発周波数  $f_L = 6f_x = 462\text{MHz}$  に隣接するスプリアスのレベルを正確に求めることができる。



解析結果(2): 通倍効率(A)  
Harmonic Balance の解析条件

詳細に分析すると、6次高調波である希望波  $6f_x$  に対して下側に発生する5次高調波のスプリアス  $5f_x$  は約65dB以下であり、上側に発生する7次高調波のスプリアス  $7f_x$  は約63dB以下であり、設計目標値を達成したことを確認できる。



解析結果(2): 通倍効率(B)  
Harmonic Balance の解析条件  
各高調波のレベル分布[1]

Fig.13

## 6 . 考察

- (1) SNAP の解析結果を逡倍回路の初段、終段に反映させて、回路改良(定数の最適化を含め)すると、増幅機能の安定化や、整合性の向上或いは周波数特性などの向上を容易に達成することができる。
- (2) 今回の逡倍回路の結果では、初段回路を C33ch から C53ch の 342MHz - 462MHz の広帯域に渡って共通化することが出来た。終段回路は使用 ch 毎の設定(チューニング)が必要になるが、その出力側に接続される 3 段の複同調回路の際終段共振回路の共振定数を希望波である局発信号周波数  $f_L$  に合わせることにより、1 段目および 2 段目の共振定数を簡単に算定できる。
- (3) ハーモニック・バランスの解析法を適用することにより、基本波に対する逡倍波(希望波)の入出力特性を解析することが出来る。
- (4) 更には、希望波に対するスプリアス(特に隣接スプリアス)の信号レベルがどの程度低減・除去できたかを、定量的に且つ精確に解明・評価することが可能である。
- (5) SNAP の多面的な活用により、非線形特性を有する高周波回路に対しても簡単に、最適な回路設計を実現できることが判った。

- 以上 -