

TR-O-0095

34

ミリ波帯MMICバランス型アップコンバータ

皆川 晃

1996. 1.17

ATR光電波通信研究所

ミリ波帯MMICバランス型アップコンバータ

目次

1. まえがき	1
2. アップコンバータの構成	1
3. 積層化方向性結合器の構成	4
4. ミリ波帯アップコンバータ	7
4.1 94年度試作MMICバランス型アップコンバータ	7
4.1.1 単位ミキサの構成	7
4.1.2 試作結果	9
4.2 95年度試作MMICバランス型アップコンバータ	12
4.2.1 単位ミキサの構成	12
4.2.2 試作結果	13
5. まとめ	16

謝辞

参考文献

1. まえがき

近年、携帯電話が広く普及し、さらにはPHSが実用化されるなど、小型移動体通信システムの需要は急速に拡大している。しかしながら現在の移動通信に割り当てられている無線周波数はすでに逼迫した状態にあり、しかも帯域幅が狭く、大容量伝送は不可能である。そこで、まだほとんど未開拓であり、広帯域幅が確保できる「ミリ波帯」が注目され、無線LAN・パーソナル移動通信などへの応用が期待されている。しかし、これらを実現するためには、装置の小型・低価格化が重要である。そのためには各ミリ波回路のMMIC化技術の確立は必須であり、これまでに、増幅器や受信ミキサなどのミリ波帯MMICが報告されている[1][2]。また、受信ミキサと同じく無線装置には欠くことのできないコンポーネントの1つとして、アップコンバータ(送信ミキサ)がある。これは、一般に局発信号の漏洩を抑圧する必要があるため、MMICでは、フィルタを必要としないバランス型構成とすることが多い。

一方、このようなバランス型構成に用いられるハイブリッド回路などをMMICに適用する場合に、その占有面積、および伝送損失を減らす手段として、多層化MMIC構造の特徴を活用した積層化方向性結合器が提案され[3]、ミリ波帯増幅器等に適用されている[1][4]。

そこで本報告は、一般的なアップコンバータの構成法について述べた後、上記の積層化方向性結合器の構成、およびこれを用いたミリ波帯MMICバランス型アップコンバータの試作結果について述べる。

2. アップコンバータの構成

アップコンバータの機能は、IF信号[周波数： ω_i]を局発(LO)電力[周波数： ω_l]とミキシングし、送信(RF)信号[周波数： $\omega_r = \omega_l + \omega_i$ (上側波帯), $\omega_r' = \omega_l - \omega_i$ (下側波帯)]に変換すること、すなわち、IF信号とLO電力をFET等の非線形デバイスに入力し、発生する周波数成分のうち ω_r を取り出すことである(図2-1参照)。アップコンバータの場合、不要な周波数成分のうち特に電力レベルが大きいLO周波数成分は所望波と接近しているため、その抑圧が重要である。図2-2にアップコンバータの代表的な回路構成例を示す。

図2-2(a)はフィルタを用いて不要波を処理するシングルエンド型の回路である。この構成は導波管型においてよく見られたが、MMICにおいてはコンパクトで特性の良いフィルタが得られないため難しい。また、IF周波数が低く不要波が非常に接近した場合や、送信周波数を変化させる必要がある場合には適用できない。

図2-2(b)は2つのミキサを並べ、局発電力を位相的にキャンセルするバランス型の構成である。ここではハイブリッド回路等によりIF信号・LO電力をそれぞれ θ_i ・ θ_l の位相差を持たせて分配し、それぞれ単位ミキサに入力する。ここで上側波帯($\omega_r = \omega_l + \omega_i$)を取り出す場合を考えると一方の単位ミキサからは、

$$\omega_i t, \omega_l t, \omega_r t,$$

の位相角を持つ周波数成分が現われ、他方の単位ミキサからは

$$\omega_i t + \theta_i, \omega_l t + \theta_l, \omega_r t + \theta_r + \theta_i$$

等の成分が現われる。したがって、所望の周波数成分 ω_r を同相で合成して取り出すためには、

$$\theta_l + \theta_i + \theta_r = 2n\pi \cdots \cdots (1)$$

の関係を満たせばよい。また、LO成分をキャンセルするためには、

$$\theta_l + \theta_r = (2m+1)\pi \cdots \cdots (2)$$

の関係を満たせばよい。また、下側波帯 ($\omega_r' = \omega_l - \omega_i$) を取り出す場合は、(1)式は、

$$\theta_l - \theta_i + \theta_r = 2n\pi \cdots \cdots (1)'$$

となる。したがって、上側波帯の場合は式(1)と(2)、また下側波帯の場合は式(1)'と(2)を同時に満足するようにそれぞれの合成回路の位相差を選ばばよい。よってこれらの条件を満たすものとして、①LO電力を互いに逆相 ($\theta_l = \pi, \theta_r = 0$) で入力するもの、②出力側で逆相合成 ($\theta_l = 0, \theta_r = \pi$) するもの、③入出力にそれぞれ90度移相器を用いるもの ($\theta_l = \pi/2, \theta_r = \pi/2$) がある。また、どの場合においてもIF信号は互いに逆相で加える必要がある。このように、バランス型アップコンバータはLOポートとRFポートとのアイソレーションをとったものである。

次に、図2-2(c)はバランス型アップコンバータをさらに2つ用いるダブルバランス型の構成を示したものである。IFポートとRFポート・LOポートとのアイソレーションがとれるようにしたものである。これはIFとLOまたはRFの周波数が近い場合に適用される。しかし、通常の無線システムにおいてはIF周波数は十分低く選ばれており、LO・RF信号と簡単に分離できるので用いられることは少ない。

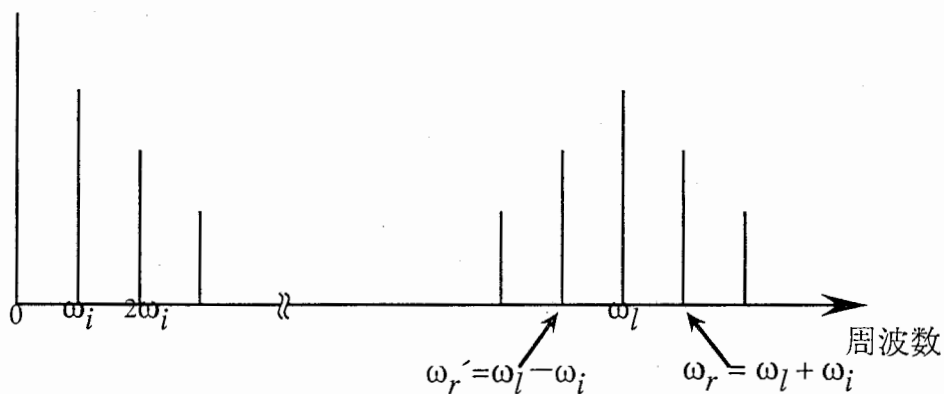
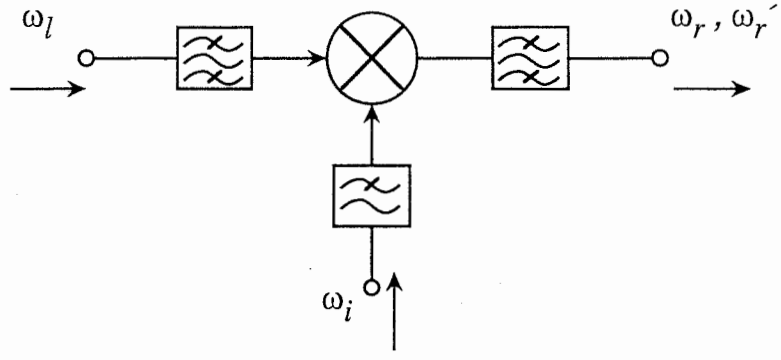
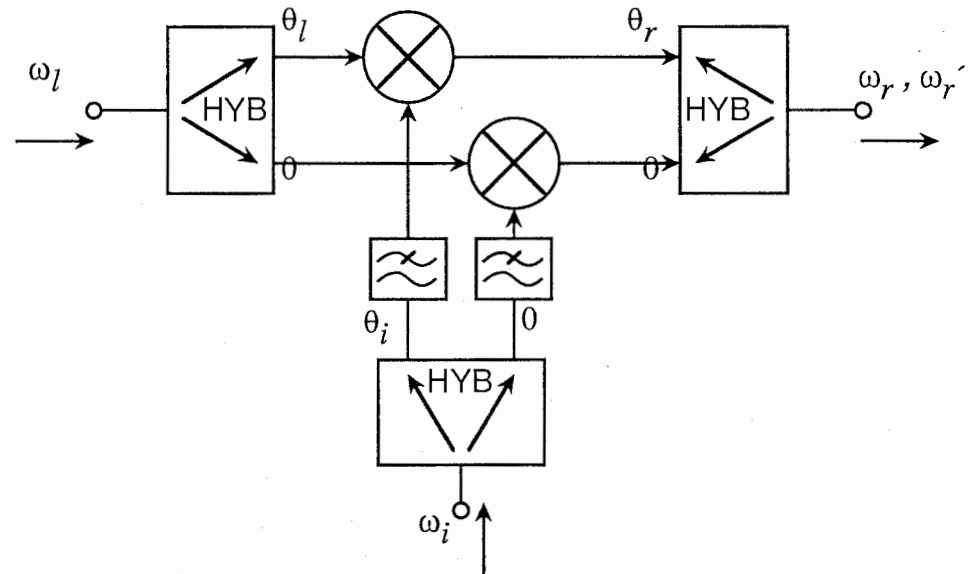


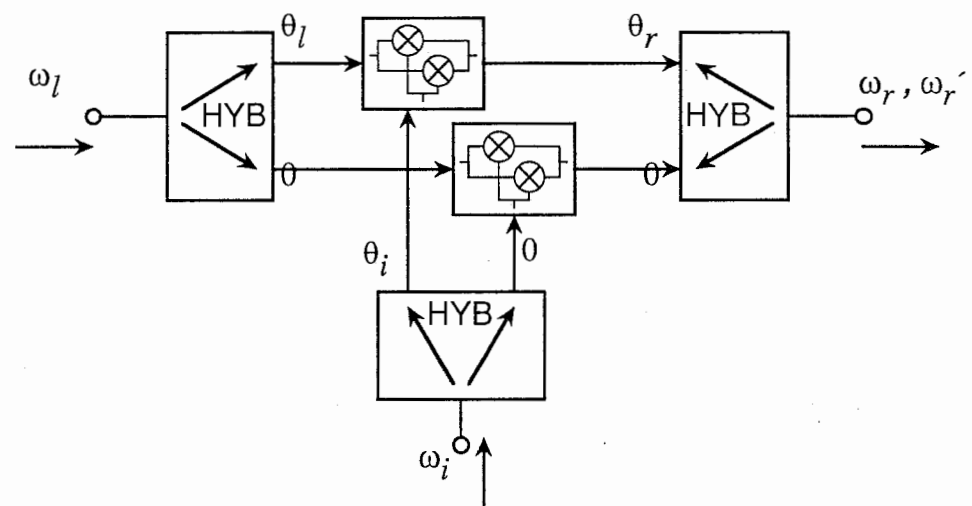
図2-1 アップコンバータにおいて発生する周波数成分



(a) シングルエンド型



(b) バランス型



(c) ダブルバランス型

図2-2 アップコンバータの構成

3. 積層化方向性結合器の構成

上述したように、MMICアップコンバータはコンパクトでかつ良好な特性のフィルタが得られないため、方向性結合器や90度/180度ハイブリッド回路を用いて信号を分配/合成する回路構成とする必要がある。ところが、分布定数を用いたMMICハイブリッド回路では回路面積が非常に大きくなってしまふ。これを解決するために、高インピーダンス線路と集中定数キャパシタを組み合わせたハイブリッド回路[5][6]や、多層化MMIC構造を用いたハイブリッド回路や方向性結合器[7]が提案されている。しかしながら、その回路面積は低減したものの、ハイブリッドの損失が大きくなり、結果的にこれを用いたMMICの性能を制限してしまう。

これらの問題を解決するために、ATRでは多層化MMIC構造の特徴を活かした積層化方向性結合器を提案している[3]。図3-1にこの方向性結合器の断面図を示す。マイクロストリップ結合線路上に誘電体層を介して浮遊導体を設け、さらに接地導体にギャップを設けている。この構造により、3dB程度の強い結合度を得るために必要な高い偶・奇モード特性インピーダンス比が得られる。また、浮遊導体やストリップ導体を設ける層を選ぶことにより、強い結合から弱い結合まで自在に設定できる。この設計に用いたネットリストを図3-2に示す。回路シミュレータにはHP-EEsof社の"Libra.ver.3.5"を用いた。なお詳しい設計法については、文献[3][4]を参照されたい。

図3-3に試作した積層化方向性結合器の周波数特性を示す。周波数40GHz~45GHzにおいて、ポート①からポート②・④へのカップリングロス $は3.9\text{dB}\pm 0.1\text{dB}$ 以内、ポート②と④との位相差は $91.5^\circ\pm 0.5^\circ$ 以内が得られた。また、同帯域において、リターンロス23dB以上、アイソレーション16dB以上を得た。このアイソレーション値は、測定に用いた終端プローブの特性に左右されてしまうため、実際にはこれよりも高い値であると思われる。

この結果より、この方向性結合器はそれぞれの出力ポートでのバランス性に優れ、位相差もほぼ90度の値が得られているので、バランス型アップコンバータに用いる移相器として十分適用可能であることが確認できた。

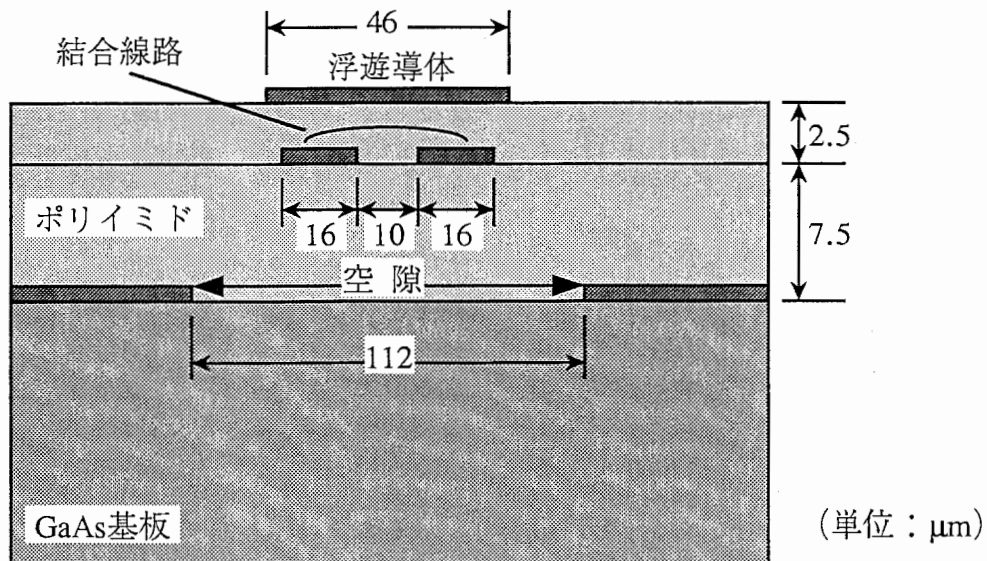


図3-1 積層化方向性結合器の断面図

```
! circuit : 3dB-coupler analysis
! date : 1993.07.31
! by : S.Banba
```

```
DIM
FREQ GHz
LNG um
```

```
VAR
aae=0.25
aao=0.81
t=1e-6
losstan=50
!eff=4.0
```

```
EQN
de=8.68*pi*freq*1e9*sqrt(4.657)/3e8/losstan/1000*freq/20
do=8.68*pi*freq*1e9*sqrt(3.876)/3e8/losstan/1000*freq/20
kk=2*pi*sqrt(4.17)
a1=1-exp(-t*kk*sqrt(20*1e9))
a2=1-exp(-t*kk*sqrt(freq*1e9))
a3=sqrt(freq/20)
ae=a3*a1/a2*aae/1000+de/1000
ao=a3*a1/a2*aao/1000+do/1000
```

```
CKT
CPWSUB ER=12.9 H=400 T=1 RHO=1 RGH=0
```

```
S1PA 1 0 /home/usr3/rhp01/banba/sanyo/h4p4/coupler_1/p9963_ref.slp
DEF1P 1 ref1
S1PB 1 0 /home/usr3/rhp01/banba/sanyo/h4p4/coupler_1/p9954_ref.slp
DEF1P 1 ref2
MATCH 1
DEF1P 1 ref3
```

```
CLINP 1 2 3 4 ZE=122.6 ZO=20.9 L=728 KE=4.657 KO=3.876 AE^ae AO^ao
!CLINP 1 2 3 4 ZE=122.6 ZO=20.9 L=900 KE=4.657 KO=3.876 AE^ae AO^ao
!CLINP 1 2 3 4 ZE=122.6 ZO=20.9 L=1820 KE=4.657 KO=3.876 AE^ae AO^ao
!CLINP 1 2 3 4 ZE=119.0 ZO=21.7 L=599 KE=6.642 KO=5.916 AE^ae AO^ao
!CLINP 1 2 3 4 ZE=120.9 ZO=21.0 L=750 KE=6.450 KO=6.024 AE^ae AO^ao
CPW 1 11 W=42 G=29 L=150
CPW 2 22 W=42 G=29 L=150
CPW 3 33 W=42 G=29 L=150
CPW 4 44 W=42 G=29 L=150
DEF4P 22 11 44 33 coupler
```

```
coupler 1 2 3 4
ref3 3
ref3 4
DEF2P 1 2 cp12
```

```
coupler 1 2 3 4
ref3 2
ref3 3
DEF2P 4 1 cp41
```

```
coupler 1 2 3 4
ref3 2
ref3 4
DEF2P 1 3 cp13
```

```
coupler 1 2 3 4
ref3 4
ref3 1
DEF2P 2 3 cp23
```

```
coupler 1 2 3 4
ref3 1
ref3 2
DEF2P 3 4 cp34
```

```
coupler 1 2 3 4
ref3 1
ref3 3
DEF2P 2 4 cp24
```

```
PROC
a = cp12 / cp41
```

```
FREQ
SWEEP 0.5 80 0.5
```

```
OUTVAR
x21 = cp12 S21
x12 = cp12 S12
x31 = cp13 S21
x42 = cp24 S21
x41 = cp41 S12
x32 = cp23 S21
```

```
OUTEQN
k_factor = (x21*x12-2*x31*x42+x41*x32)/(x21*x21-x41*x41)
```

```
OUT
coupler DB[S31] GR1A
coupler DB[S21] GR1
coupler DB[S41] GR1
```

```
coupler DB[S11] GR2
coupler DB[S22] GR2
coupler DB[S33] GR2
coupler DB[S44] GR2
```

```
cp12 DB[S21] GR3
cp41 DB[S12] GR3
cp13 DB[S21] GR3
cp12 DB[S11] GR3
```

```
cp12 DB[S11] GR4
cp23 DB[S11] GR4
cp34 DB[S11] GR4
cp41 DB[S11] GR4
```

```
a ANG[S21] GR5
outeqn MAG[k_factor] GR6
```

```
GRID
range 0 80 5
gr1 -20 0 2
gr1a -40 0 5
gr2 -40 0 5
gr3 -10 0 1
gr4 -40 0 5
gr5 -180 180 30
gr6 0 2 0.2
```

図3-2 積層化方向性結合器のネットリスト

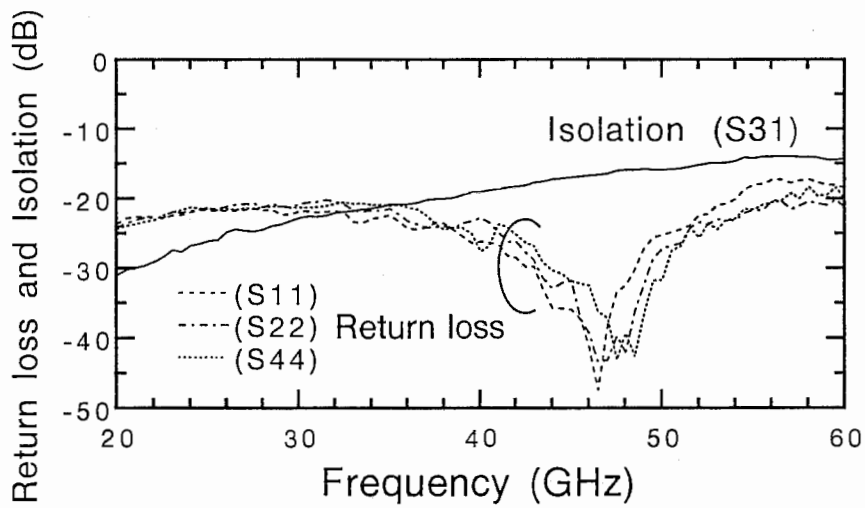
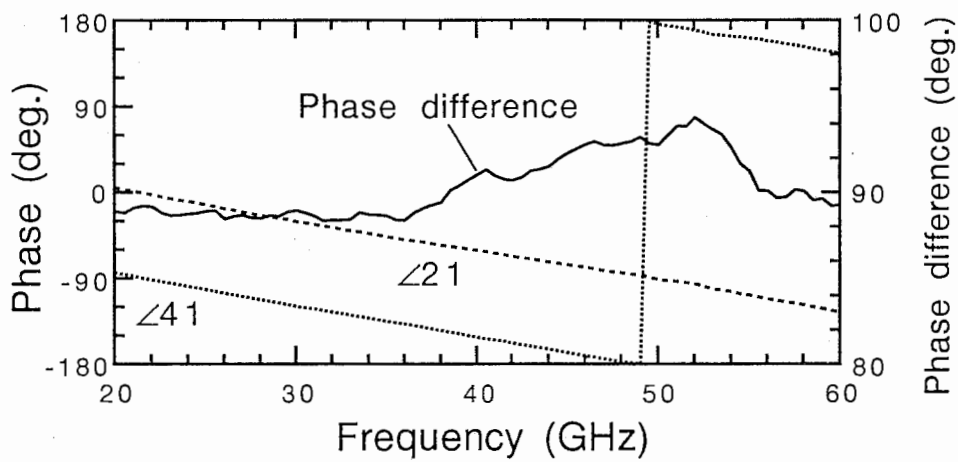
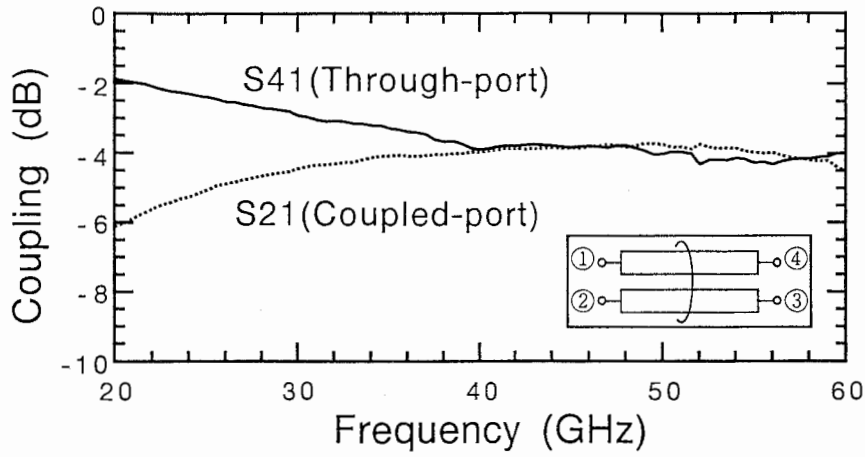


図3-3 積層化方向性結合器の周波数特性

4. ミリ波帯アップコンバータ

第2章で述べたように、バランス型を構成するには3通りの方法(①LO電力を互いに逆相で入力するもの、②出力側で逆相合成するもの、③入出力にそれぞれ90度移相器を用いるもの)が考えられるが、逆相分配/合成に用いられるMMICラットレース回路やハイブリッドリングなどは、損失が大きく、また2つの出力ポートの振幅バランスをとるのが難しい。そこで、前章で述べた積層化方向性結合器を用い、③の構成法により、MMICバランス型アップコンバータを構成した。その回路構成を図4-1に示す。LO入力側とRF出力側に90度移相器として積層化方向性結合器をそれぞれ使い、IF信号の分配には外付けの180度分配器を用いた。単位ミキサの構成については後述する。

この回路構成により、2度の試作(94年度・95年度)を行ったのでそれらの結果について述べる。

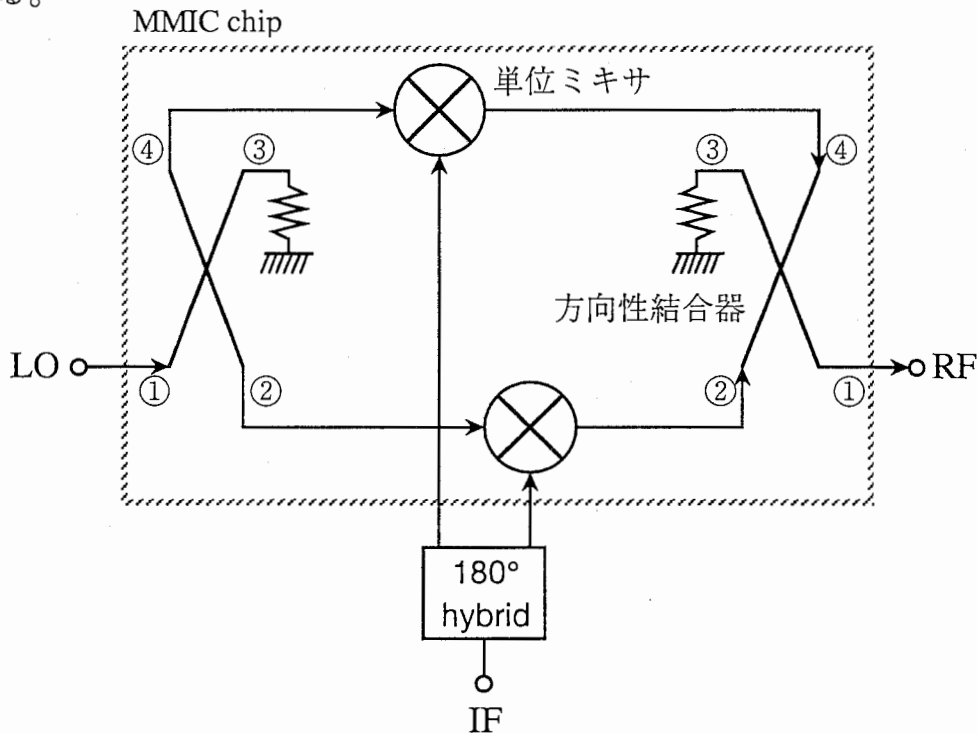


図4-1 試作したMMICバランス型アップコンバータの回路構成

4.1 94年度試作MMICバランス型アップコンバータ

4.1.1 単位ミキサの構成

単位ミキサ(S397UPC)の回路構成を図4-1-2に示す。LO電力およびIF信号をFETのゲートから入力し、RF信号をドレインから取り出す。IF信号およびゲートバイアスはバイアスTを用いて入力する。整合回路は薄膜マイクロストリップ線路とMIMキャパシタを用いて構成した。なお、試作に使用したトランジスタは、ゲート長 $0.2\mu\text{m}$ 、ゲート幅 $100\mu\text{m}$ のヘテロ接合FET[8]である。単位ミキサは、中心動作周波数を48GHz(光ファイバリンク・ミリ波パーソナル通信モデルシステム上り回線周波数)に設定し、これを1つの増幅器と見なして設計し、市販のマイクロ波シミュレータ(Libra.ver.3.5)により回路定数の最適化を行なった。そのネットリストを図4-1-3に示す。設計に用いたトランジスタのS-パラメータは、実測したデータを用いた。

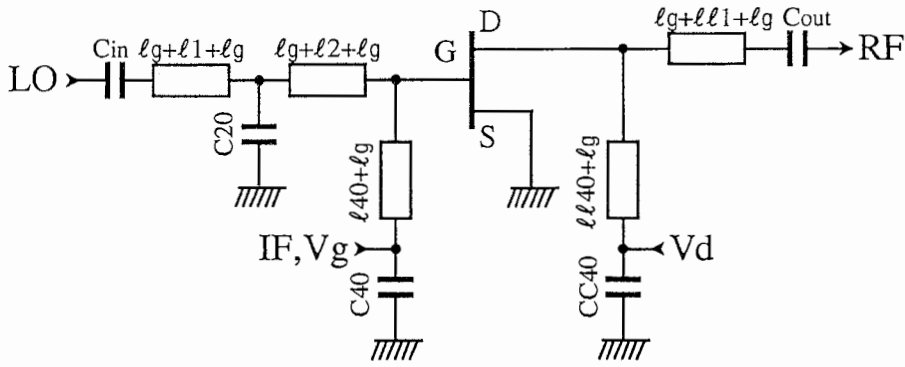


図4-1-2 94年度試作単位ミキサ (S397UPC) の回路構成

```

! up-converter circuit(upc45_4mr.ckt)
VAR
cin#0.2 0.200008 1.0
cout#0.2 0.920923 1.0
c20#0.1 0.151893 5

c40=10
cc40=10

w1#6 21.66625 30
w2#6 29.99763 30
w4#6 6.000069 30
ww1#6 29.99992 30
ww4#6 6.001648 30

l1#200 207.7576 400
l2#100 100.0022 150
l40#80 399.9998 400
l11#200 399.9406 400
l140#80 137.7931 300

lg=50

EQN

CKT
MSUB ER=3.7 H=10 T=1 RHO=2.0 RGH=0.8 !or RGH=0.4
TAND TAND=0.001

S2PA 1 2 3 ./spara/tmt100_220.out
DEF3P 1 2 3 TMT100

S2Pb 1 2 3 ./spara/tmt_h6_15.out
DEF3P 1 2 3 TMT100h6

S2Pc 1 2 3 ./spara/worst1.out
DEF3P 1 2 3 TMT100w1

CAP 10 1 C^cin
ribbon 1 91 w^w1 l^lg rho=1 af=0 co=0 a1=0 a2=0
m1in 91 92 w^w1 l^l11
ribbon 92 2 w^w1 l^lg rho=1 af=0 co=0 a1=0 a2=0
ribbon 2 82 w^w2 l^lg rho=1 af=0 co=0 a1=0 a2=0
m1in 82 84 w^w2 l^l12
ribbon 84 4 w^w2 l^lg rho=1 af=0 co=0 a1=0 a2=0
ribbon 4 94 w^w4 l^lg rho=1 af=0 co=0 a1=0 a2=0
m1in 94 40 w^w4 l^l140
CAP 2 0 C^c20
CAP 40 0 C^c40
DEF2P 10 4 IN

CAP 10 1 C^cout
ribbon 1 91 w^ww1 l^lg rho=1 af=0 co=0 a1=0 a2=0
m1in 91 2 w^ww1 l^l111
ribbon 2 4 w^ww1 l^lg rho=1 af=0 co=0 a1=0 a2=0
ribbon 4 94 w^ww4 l^lg rho=1 af=0 co=0 a1=0 a2=0
m1in 94 40 w^ww4 l^l1140
CAP 40 0 C^cc40
DEF2P 4 10 OUT

IN 1 2
TMT100 2 3 0
OUT 3 4
DEF2P 1 4 amp

IN 1 2
TMT100h6 2 3 0
OUT 3 4
DEF2P 1 4 amp_h6

IN 1 2
TMT100w1 2 3 0
OUT 3 4
DEF2P 1 4 amp_w1

FREQ
SWEEP 20 60 1

OUT
AMP DB[S11] GR1
AMP DB[S22] GR1
AMP DB[S21] GR1

AMP_h6 DB[S11] GR2
AMP_h6 DB[S22] GR2
AMP_h6 DB[S21] GR2

AMP_w1 DB[S11] GR3
AMP_w1 DB[S22] GR3
AMP_w1 DB[S21] GR3

GRID
RANGE 20 60 5
GR1 -25 25 5
GR2 -25 25 5
GR3 -25 25 5

OPT
RANGE 40 52
AMP DB[S11]<-10 50
AMP DB[S22]<-10 50
RANGE 45 52
AMP DB[S21]>10 100
AMP K>1 50
RANGE 40 45
AMP DB[S21]<7 100
AMP DB[S11]<0 50
AMP DB[S22]<0 50
RANGE 20 30
AMP DB[S21]<0 200
RANGE 20 35
AMP DB[S11]<0 200
RANGE 45 52
AMP_h6 DB[S21]>10 100
AMP_h6 DB[S11]<-10 50
AMP_h6 DB[S22]<-10 50
AMP_w1 DB[S21]>10 100
AMP_w1 DB[S11]<-10 50
AMP_w1 DB[S22]<-10 50

```

図4-1-3 94年度試作単位ミキサのネットリスト

4.1.2 試作結果

全ての測定はオンウェハで行なった。まず、単位ミキサ部分 (S397UPC) のみを増幅器として測定した結果を図4-1-4に示す。これからわかるように、約43GHzを越えると急激に利得が低下している。この原因については、入力側の整合条件には、付加しているMIMキャパシタC20の値が敏感に効いており、かつC20の値が小さいため、その時の試作プロセス条件により、設計値からのずれが大きい。また、MIMキャパシタ容量は周波数特性を持っているが、ミリ波のような超高周波では容量の算出に用いた式 ($c=\epsilon \times S/d$) からずれているのではないかとと思われる。

次に、試作したMMICアップコンバータ (S400UPC) のチップ写真を図4-1-5示す。MMICチップ全体の面積は1.54mm×2.9mmであるが、チップ周りのパッド等の伝送線路を除いた部分の面積は1.2mm×2.3mmである。

図4-1-6に試作したMMICアップコンバータの出力特性の周波数特性を示す。バイアス条件は、ドレイン電圧Vd=3V、ドレイン電流Id=20mAとした。また、IFハイブリッドは市販のものを用い、周波数は3GHzに設定した。合わせてLO抑圧量のシミュレーション値も実線で示した。このシミュレーションには、単位ミキサ (S397UPC) の実測データ (図4-1-4) を用いている。

下側波帯において、LO周波数40.5GHz~43.5GHzに渡って、IF入力に対して18dB以下の変換損失、RF出力に対して22dB以上のLO抑圧量が得られた。また、LO抑圧量の実測値とシミュレーション値は良い一致を示し、LO入力電力 (+10dBm) と比較すると、50dB以上のLO抑圧を達成している。なお、上側波帯では、前述したように単位ミキサの変換損失が劣化しているために同帯域での回路全体の変換損失が増大するが、LO抑圧量は10dB以上を実現している。

RFポートおよびLOポートの反射損失の周波数特性を図4-1-7に示す。RFポートにおいては20dB以上、LOポートにおいては15dB以上の反射特性が得られた。図4-1-8に入出力特性を示す。LO周波数40GHzにおいて、IF入力15dBmまで線形性を示し、飽和出力電力は下側波帯では2dBm、上側波帯では-2dBmである。

以上示したように、LO抑圧量については非常に良好な特性が得られたが、上側波帯の変換損失の周波数特性を改善し、さらなる高周波化を図る必要がある。

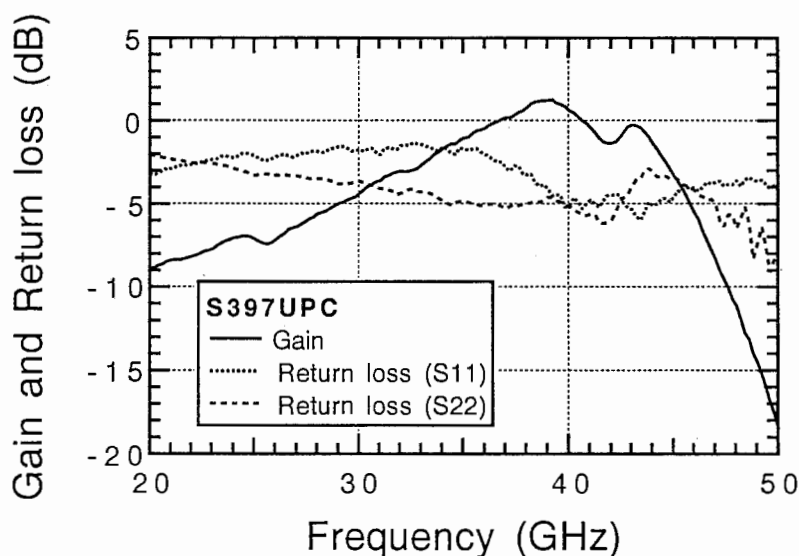


図4-1-4 94年度試作単位ミキサ (増幅器) の周波数特性

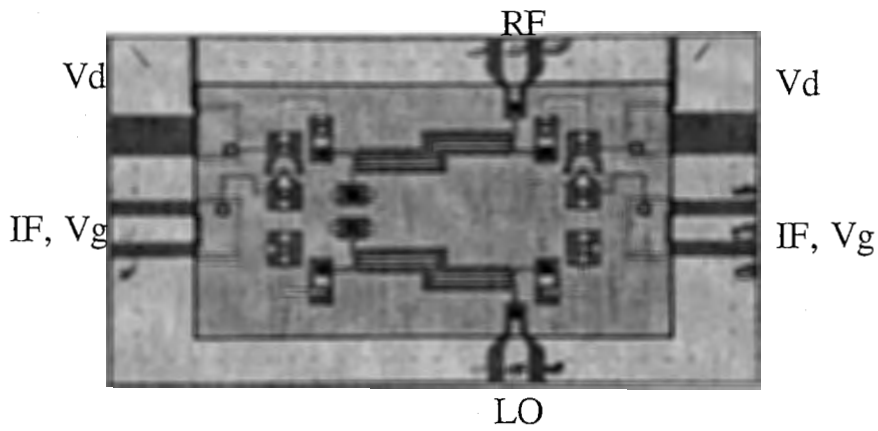


図4-1-5 94年度試作MMICアップコンバータ (S400UPC) のチップ写真

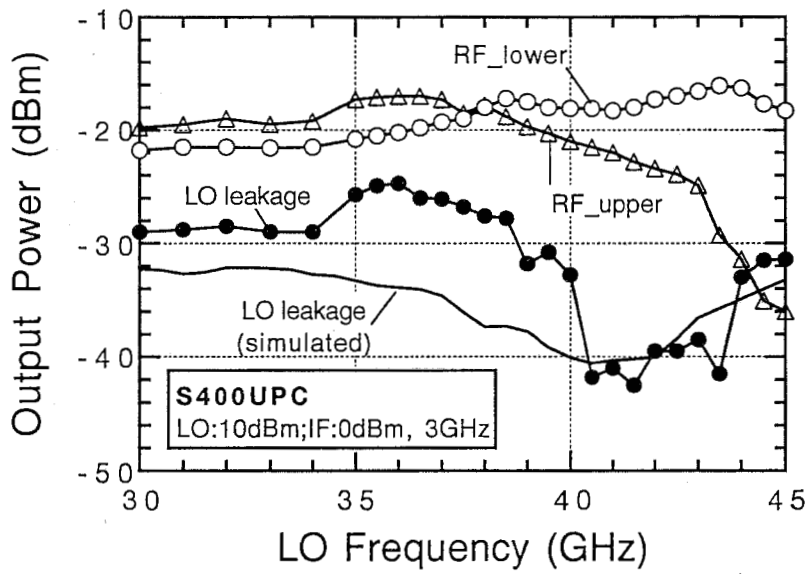


図4-1-6 MMICアップコンバータ (S400UPC) の周波数特性

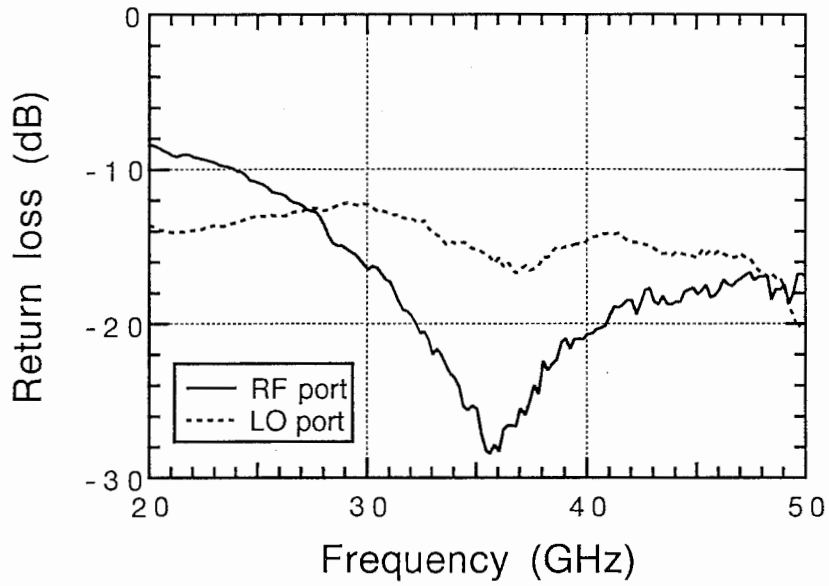


図4-1-7 RFポートおよびLOポートの反射損失の周波数特性

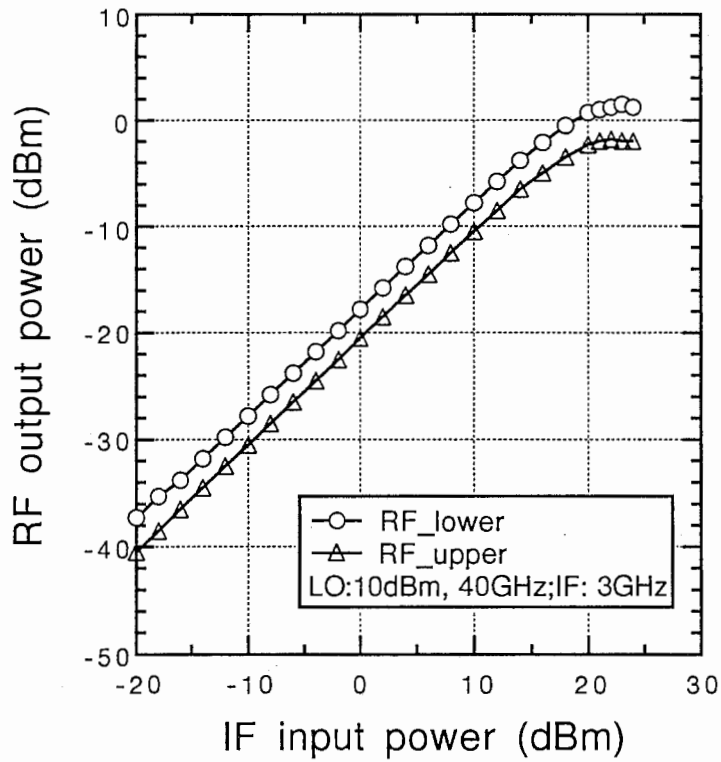


図4-1-8 MMICアップコンバータ (S400UPC) の入出力特性

4.2 95年度試作MMICバランス型アップコンバータ

4.2.1 単位ミキサの構成

94年度試作単位ミキサ (S397UPC) の動作周波数が設計周波数 (48GHz) まで延びていないので、95年度試作では単位ミキサの動作周波数の高周波化を検討した。

4. 1. 2で述べたように、43GHz以上での利得低下の原因が、図4-1-2のC20にあると考えたので、C20の代わりに伝送線路のオープンスタブ ℓ_0 を用いることにした。改良した単位ミキサ (S430UPC) の回路構成を図4-2-1に示す。設計は94年度試作と同様に行った。そのネットリストを図4-2-2に示す。

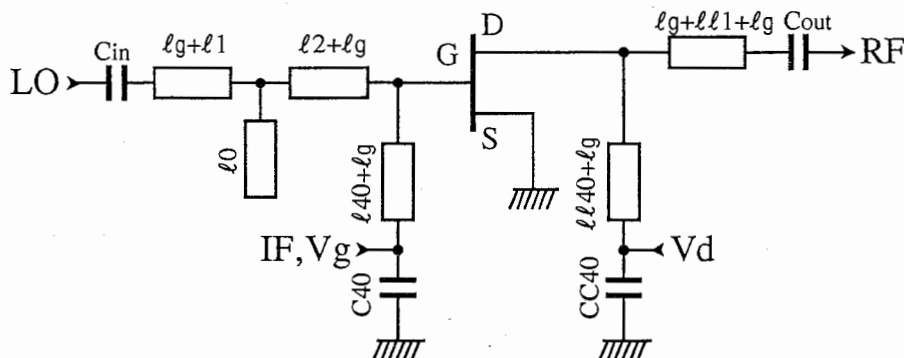


図4-2-1 95年度試作単位ミキサ (S430UPC) の回路構成

```

! up-converter circuit(upc95_2mr.ckt)

VAR
cin#0.2 0.2 1.0
cout#0.2 1 1.0

c40=10
cc40=10

wt0=30
wt1=30
w4=6
ww1=30
ww4=6

10#80 510 600
11#200 390 400
12#100 150 200
140#80 390 400
111#200 400 400
1140#80 120 300

lg=50

CKT
MSUB ER=3.7 H=10 T=1 RHO=2.0 RGH=0.8 !or RGH=0.4
TAND TAND=0.001

!FET:pai-gate;Vd=3V,Id=20mA
S2PA 1 2 3 ./spara/h6no3/pai/pl320.s2p !H6 No3
DEF3P 1 2 3 TMT100

CAP 10 1 C^cin
ribbon 1 91 w^wt1 1^lg rho=1 af=0 co=0 a1=0 a2=0
m1in 91 2 w^wt1 1^l11
mtee 2 82 72 w1^wt1 w2^wt1 w3^wt0
mloc 72 w^wt0 1^l10
m1in 82 84 w^wt1 1^l12
ribbon 84 4 w^wt1 1^lg rho=1 af=0 co=0 a1=0 a2=0
ribbon 4 94 w^w4 1^lg rho=1 af=0 co=0 a1=0 a2=0
m1in 94 40 w^w4 1^l140
CAP 40 0 C^cc40
DEF2P 10 4 IN

CAP 10 1 C^cout
ribbon 1 91 w^ww1 1^lg rho=1 af=0 co=0 a1=0 a2=0
m1in 91 2 w^ww1 1^l111
ribbon 2 4 w^ww1 1^lg rho=1 af=0 co=0 a1=0 a2=0
ribbon 4 94 w^ww4 1^lg rho=1 af=0 co=0 a1=0 a2=0
m1in 94 40 w^ww4 1^l1140
CAP 40 0 C^cc40
DEF2P 4 10 OUT

IN 1 2
TMT100 2 3 0
OUT 3 4
DEF2P 1 4 amp

FREQ
SWEEP 20 60 1

OUT
AMP DB[S11] GR1
AMP DB[S22] GR1
AMP DB[S21] GR1

GRID
RANGE 20 60 5
GR1 -25 25 5

OPT
RANGE 50 60
AMP DB[S11]<-10 100
AMP DB[S22]<-10 50
RANGE 50 60
AMP DB[S21]>10 200
AMP K>1 50
RANGE 40 45
AMP DB[S21]<7 150
AMP DB[S11]<0 50
AMP DB[S22]<0 50
RANGE 20 30
AMP DB[S21]<0 200
RANGE 20 35
AMP DB[S11]<0 200
    
```

図4-2-2 95年度試作単位ミキサのネットリスト

4.2.2 試作結果

全ての測定はオンウェハで行なった。まず、単位ミキサ部分 (S430UPC) のみを増幅器として測定した結果を図4-2-3に示す。これからわかるように、最大利得が得られる周波数帯域は40GHz~45GHzであり、94年度試作の単位ミキサと比べて、利得・周波数帯とも大幅に改善されていることがわかる。

次に、試作したMMICアップコンバータ (S433UPC) のチップ写真を図4-1-4に示す。チップサイズは1.28mm×2.34mmである。これは94年度試作の回路とほぼ同等の大きさである。

図4-2-5に試作したMMICアップコンバータの出力特性の周波数特性を示す。バイアス条件は、ドレイン電圧 $V_d=3V$ 、ドレイン電流 $I_d=20mA$ とした。また、IFハイブリッドは市販のものを用い、周波数は1GHzに設定した。合わせてLO抑圧量のシミュレーション値も実線で示した。このシミュレーションには、単位ミキサ (S430UPC) の実測データ (図4-2-3) を用いている。

LO周波数42.5GHz~47.5GHzに渡って、上側波帯および下側波帯ともに、IF入力に対して18dB以下の変換損失、RF出力に対して22dB±4dBのLO抑圧量が得られた。また、LO抑圧量の実測値とシミュレーション値は良い一致を示した。

RFポートおよびLOポートの反射損失の周波数特性を図4-2-6に示す。両ポートとも20dB以上の反射特性が得られた。図4-2-7に入出力特性を示す。LO周波数47.5GHzにおいて、IF入力10dBmまで線形性を示し、飽和出力電力は下側波帯では-4.5dBm、上側波帯では-5dBmである。

以上示したように、94年度試作の結果を元に改良を行なった結果、動作周波数の高周波化を達成した。

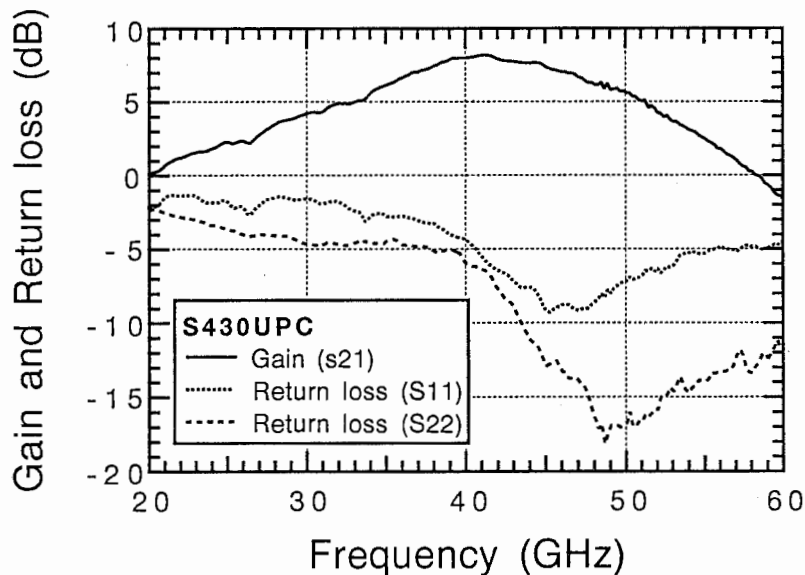


図4-2-3 95年度試作単位ミキサ (増幅器) の周波数特性

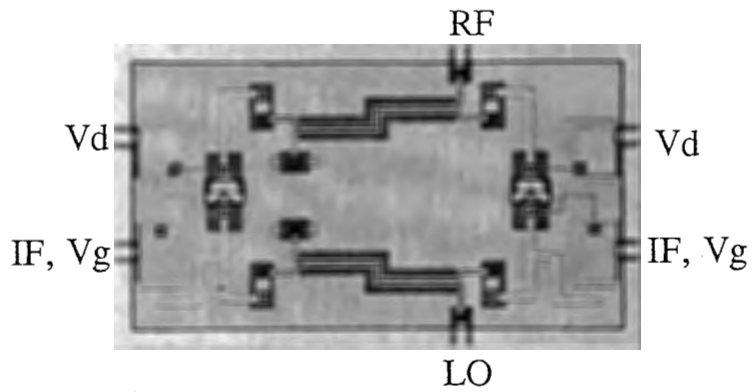


図4-2-4 95年度試作MMICアップコンバータ (S433UPC) のチップ写真

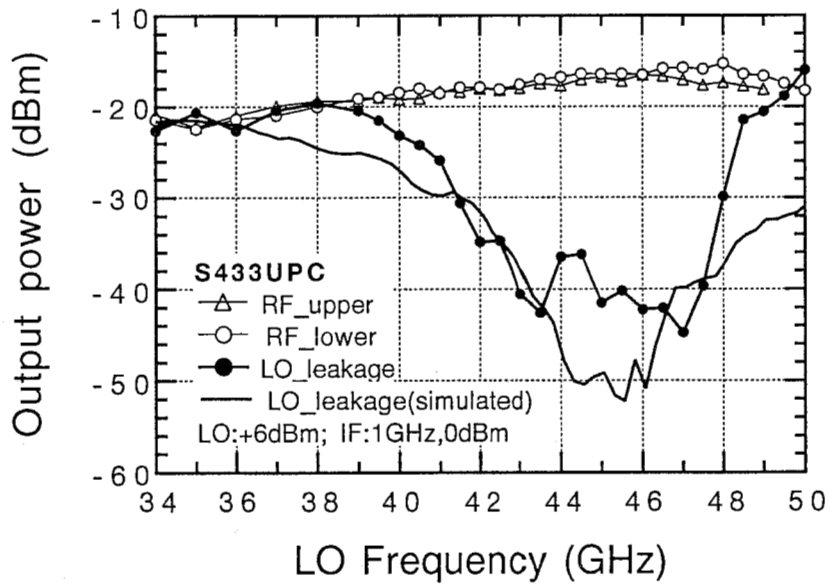


図4-2-5 MMICアップコンバータ (S433UPC) の周波数特性

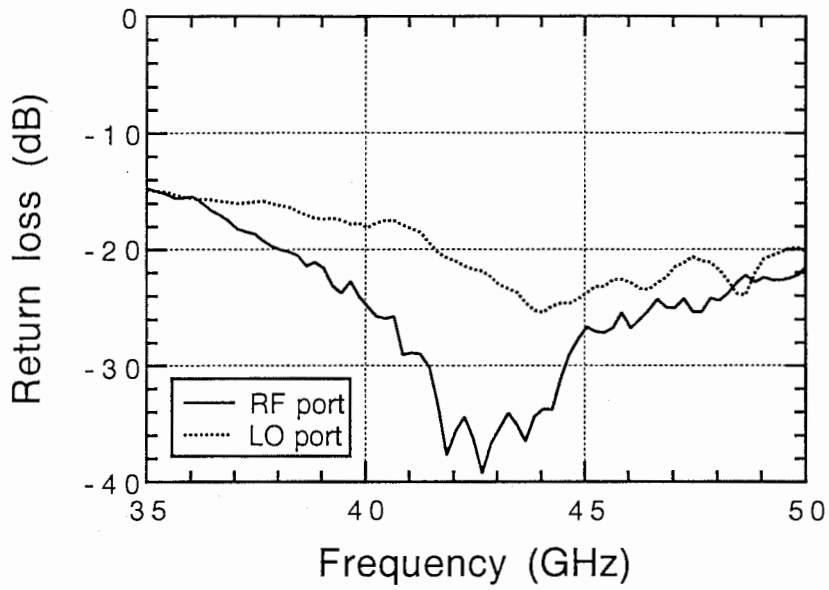


図4-2-6 RFポートおよびLOポートの反射損失の周波数特性

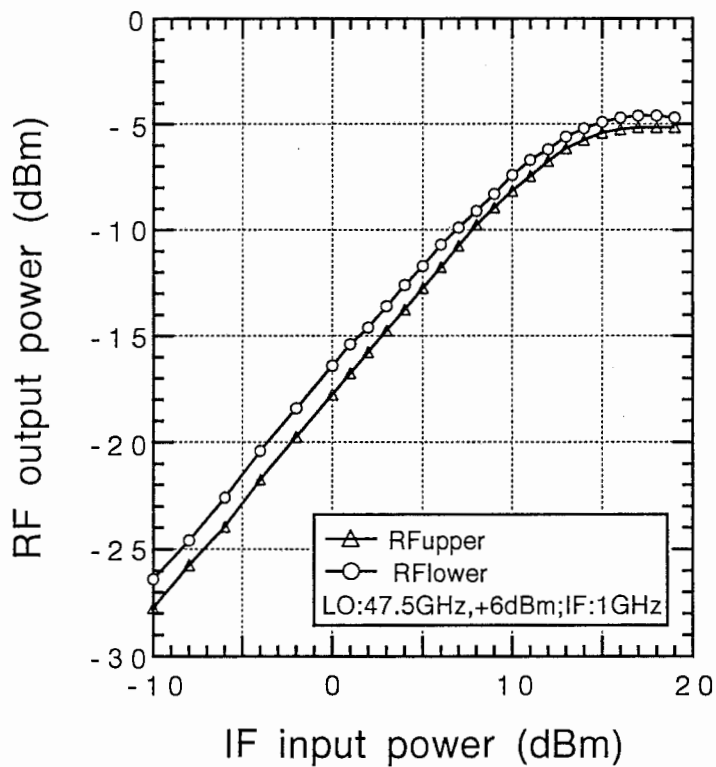


図4-2-7 MMICアップコンバータ (S430UPC) の入出力特性

5. まとめ

アップコンバータの構成法について述べ、さらに、多層化MMICの特徴を活かした積層化方向性結合器を用いてミリ波帯MMICバランス型アップコンバータを試作し、良好な特性を達成した。以下に、試作したMMIC (S433UPC) の主要特性を示しておく。

- ① 動作LO周波数42.5GHz～47.5GHz
- ② 変換損失18dB以下 (IF周波数1GHz)
- ③ RF出力に対するLO抑圧量22dB±4dB
- ④ 動作電圧：ドレイン電圧 $V_d=3V$ 、ドレイン電流 $I_d=20mA$

上述したように、試作したMMICは通信用高周波回路の小型化に欠くことができないものであり、近い将来のミリ波パーソナル通信などのミリ波を使用したシステムに適用できる見通しを得た。

謝辞

この研究を進めるに当たり、積層化方向性結合器の研究を進めていただいた、馬場氏 (元ATR光電波通信研究所・現三洋電機(株)) ならびに今岡研究員に深謝致します。また、日頃ご指導頂く、ATR光電波通信研究所猪股社長、小川室長、ならびに今井主任研究員に深謝致します。

参考文献

- [1] 今岡、馬場、今井、「多層構造を用いたミリ波帯MMIC平衡型増幅器」、信学技報、MW-95-12、pp. 13-18、1995.
- [2] 斎藤、日高、志村、及川、大橋、「60GHz帯InGaP/InGaAs HEMT MMIC ダウンコンバータ」、1995年電子情報通信学会総合大会、C-80.
- [3] S. Banba and H. Ogawa, "Multilayer MMIC directional couplers using thin dielectric layers," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-43, pp. 1270-1275, June 1995.
- [4] 馬場、皆川、今岡、今井、「多層化MMICによる方向性結合器とミリ波回路への応用」、電子情報通信学会論文誌、vol. J-77-C-I、pp. 617-624、November 1994.
- [5] S. Banba and T. Hasegawa, and H. Ogawa, "Multilayer MMIC branch-line hybrid using thin dielectric layers," IEEE Trans. Microwave and Guided Wave Lett., vol. 1, pp. 346-347, November 1991.
- [6] I. Toyoda, T. Hirota, T. Hiraoka, and T. Tokumitsu, "Multilayer MMIC branch-line coupler and broad-side coupler," IEEE Microwave and Millimeter-wave Monolithic Circuits Symp., pp. 79-82, 1992.
- [7] T. Hirota, A. Minakawa, and M. Muraguchi, "Reduced-size branch-line and rat-race hybrid for uniplanar MMIC's," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-38, pp. 270-275, March 1990.
- [8] M. Sawada, D. Inoue, K. Matsumura, and Y. Harada, "A new two-mode channel FET (TMT)

for super-low-noise and high-power applications," IEEE Trans. Electron Device Lett., vol. 14, pp. 354-356, July 1993.