（175） 研究実用化報告第26巻第7号（1977） 1987

629.113：621.395：621.396.73：621.396.6.001.42

自動車電話方式用移動機*

木 下 耕 太**
坂 本 正 行***
代 田 志 津 夫****

あらまし 800 MHz 帯自動車電話方式用移動機の設計法と試作装置の性能について述べている．移動機の価格はシステムコストの大部分を占める．また多数の移動機が悪環境下で使用される．このため経済性，耐環境特性および保守性に重点をおいて移動機を設計した．

移動機は送信部，受信部，局部発振部，電力増幅器，送受分波器，制御部及びアンテナで構成される．送信出力は 5 W，受信感度は 0 dBμ（−113 dBm）以下である．局部発振部にはディジタルシンセサイザを使用し 600 チャネルの切替機能を有する．マイクロプロセッサを用いたプログラム論理方式で制御を行い，発着信は全自動である．

体積 7000 cc，重量約 10 kg また消費電流は待受け時 0.9 A 以下，送信時 3.6 A 以下と車載に適した移動機を実現した．本試作機の特性は周囲温度 −20℃〜60℃ および 2.0 G の振動状態において規格を十分満足しており，現場試験において良好に動作することを確認した．

1 まえがき

研究所では昭和 42 年より 800 MHz 帯を用いた自動車電話方式の研究を開始した[(1)〜(3)]．

本方式は大加入者容量をねらいとし，多数の無線チャネルを多数の移動機が使用し，また周波数有効利用の立場から小無線ゾーン方式を採用し，各無線基地局がカバーする無線ゾーン内のトラヒックに見合った無線チャネルを分散配置する構想とした[(4)〜(6)]．このため移動機は，（i）多チャネル切替機能，（ii）多チャネルを能率よく切替制御するための安定で信頼度の高い無線回線制御機能，（iii）周波数有放利用をはかるための干渉妨害対策等の本方式固有の機能の他，耐環境特性に優れ，高信頼度で経済的という移動通信における車載端末機として当然考慮すべき諸条件を実現する必要がある．

多チャネル切替機能に関する基礎検討の結果，ディジタルシンセサイザ方式が経済性，量産性の点で水晶を多数有する方法より優れているとの結論を得た．また無線回線制御信号にはディジタル信号を採用し制御の高速化をはかることとした．

44 年より試作実験および現場試験を行い，シンセサイザの耐振性，送信出力の安定化，周波数の安定化および移動機の接続動作に関する基礎資料を得た[(7)〜(15)]．

これらの成果をもとに所要の機能，特性を満たす移動機を実現するため，（i）局部発振回路として 600 チャネル切替のディジタルシンセサイザを開発し，（ii）制御部にはマイクロプロセッサを用いたプログラム論理方式を採用し，（iii）無線回線の制御信号には 0.3 kb/s のディジタル信号を採用し，（iv）制御の安定化のため各種の誤り制御技術を用い，（v）干渉特性の向上，（vi）回路の簡易化をはかり，（vii）2 G の振動に耐え，（viii）−20℃〜60℃ の広い温度範囲で安定に動作するよう設計することで解決をはかった．

---

* Design and Performance of the Mobile Unit of the 800 MHz Land Mobile Radio Telephone System. By Kouta KINOSHITA, Masayuki SAKAMOTO and Sizuo SHIROTA.
この研究は移動通信研究室で行われたものである．

** 複合伝送研究部移動通信研究室主任
*** 基幹伝送研究部無線伝送研究室室長補佐
**** 複合伝送研究部

本報告では，自動車電話に搭載する端末装置（無線送受信部，制御部で構成される移動機本体とアンテナ及び自動車電話機[16]）のうち移動機本体とアンテナの設計思想，構成および諸特性について述べる．

2 移動機の設計と構成

2.1 設計の基本的事項

移動機は通信機器としての機能，特性を満たし，かつ車載端末機としての経済性，耐環境特性及び保守性を満たすよう次に示す基本的事項にしたがって設計した[17]．

（i） 発着信は自動接続とする．

（ii） 移動機及び無線回線の制御はマイクロプロセッサを用いたプログラム論理方式で行う．

（iii） 無線回線制御信号は制御の高速化のためディジタル信号を用いる．

（iv） 送受信の局発には600チャネル切替ディジタルシンセサイザを使用する．

（v） 経済化，高信頼化のため極力簡易で，かつ保守に適した回路構成とする．

（vi） 小形化のため混成ICを含めて極力IC化する．

（vii） 耐振化および温度変化に対する安定化を行う[18]．

表 1 移動機の主要諸元

項目	諸元
通話	同時送受話
接続方式	発着信自動接続
チャネル選択法	着信制御チャネルで待受け，発信制御および通話チャネルは基地局より指定
無線回線制御信号形式	ディジタル信号（0.3 kb/s スプリットフェーズ信号）およびトーン信号
送信周波数	830.025～845.000 MHz
受信周波数	860.025～875.000 MHz
送受信間隔	30 MHz
チャネル間隔	25 kHz
切替チャネル数	600 チャネル
チャネル切替方式	ディジタルシンセサイザ方式
消費電流	送信時5A以下，待受け時1A以下
大きさ	7000 cc
重量	10 kg
温度範囲	－10℃～＋50℃（第1規格）* －20℃～＋60℃（第2規格）**
湿度範囲	10～95%
振動条件	加振周波数 10～100 Hz 0.5Gの振動を加えた状態で特性の劣化がないこと 2.0Gの振動を加えた後特性の劣化がないこと
電源電圧	13.8±10%（第1規格） 13.8±20%（第2規格）

* 第1規格：電気的特性が規格値内であること．
** 第2規格：異常動作が生ぜず通話の用には供しうること．

(viii) 低消費電力化を行う.

これらの基本的事項に基づいて設計した移動機の主要諸元を表1に示す. なお, 表1に示す諸元のうち周波数については未定であるが, 一応830 MHz以上を想定し, 送受信間隔は想定される送受信間隔のうち30 MHzについて移動機を設計した.

2.2 移動機の構成

移動機は経済化, 高信頼化をはかるため簡易で安定な回路構成であることはもちろん, 保守, 調整の容易な構造でなければならない. 特に故障障移動機に対してはブロック単位の変換が最適と考えられる. 各ブロックの区分は機能別を原則とし, その他に信頼性およびインタフェースの簡易性を考慮して決定するのが妥当と思われる. そこで移動機は図1に示すように送信部, 電力増幅部, 受信部, シンセサイザ部, 送受分波器および制御部にブロック化した.

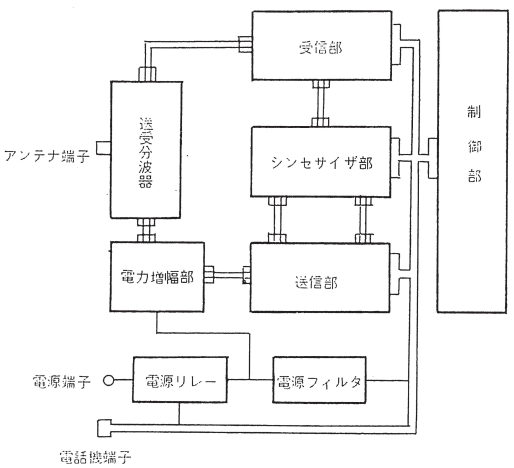


図1 移動機構成

移動機のきょう体はアルミダイキャスト製であり, 振動および衝撃を考慮した構造とした. 移動機を構成する各部は完全にブロック化し, きょう体にプラグインする構造とした.

アンテナおよび電話機を含む車載装置の外観を図2に, 移動機無線部の外観を図3に, 移動機制御部の外観を図4に示す.

3 無 線 部[19][20]

3.1 設計方針および主要諸元

無線部は節2.1に示した設計の基本的事項に基づき, 次に示す項目に従って設計した.

(i) シンセサイザは回路構成が簡易で, スプリアスが帯域内で発生しにくい構成とする.

(ii) 感度抑圧, 送受信の相互変調および送信雑音等の干渉特性を向上させる. また, 受信レベルに応じた送信出力制御を採用し無線基地局の受信機における干渉妨害を軽減する.

(iii) 回路構成の簡易化のためディジタル信号は音声と変復調器を共用し, 等価FM変調とする.

(iv) 周囲温度変化および電源変動に対する送信

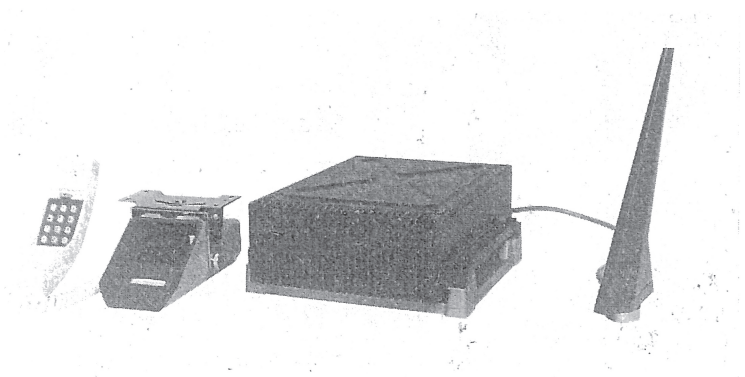


図2 車載装置外観(左より電話機, 移動機, アンテナ)

出力，送受信の周波数，受信感度および受信電圧検出レベルを安定化する．

（v） シンセサイザおよびきょう体の耐振化を行い，振動により発生するFM性雑音を極力抑圧する．

これらの項目にしたがって設計，試作した移動機無線部の主要諸元および規格を表2に示す．

表2に示す諸元および規格のうち主要な項目について以下に示す．

（1） 送信出力

送信出力はトランジスタの特性，電源（バッテリ）容量および放熱等の移動機のハードと無線回線設計上の要求とを考慮しバランスの取れた値にしなければならない．800 MHz帯のトランジスタの実力は出力10W程度である．送受分波器のそう入損失を2 dB程度見込む必要があるので無線機出力は5～6 W程度となる．このため移動機の送信出力は5Wとした．送信時の移動機の消費電力は，電力増幅部の効率を30%とすると約50 W（電力増幅部以外の消費電力は10W）となる．これは車のヘッドライトの消費電力にほぼ等しく，妥当な値である．また無線回線設計において，移動機出力を5Wとすると，無線ゾーン半径は約5 kmとなり，方式面での要求を満たしている[21]．

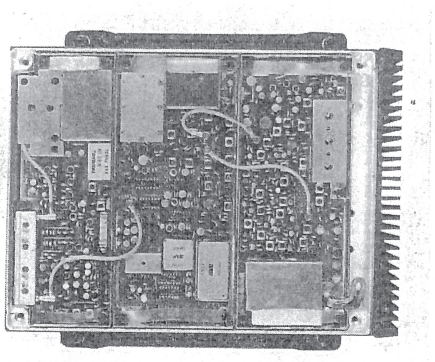


図3 無線部外観
（左より受信部，シンセサイザ部，送信部）

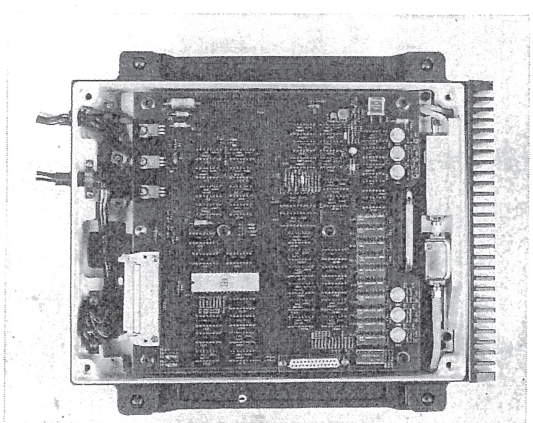


図4 制御部外観

（2） 周波数安定度

方式面からは無線チャネル間隔25 kHzを実現するため，移動機の周波数偏差は±2～3 kHz以内を要求される[5][6][21]．

高周波数安定水晶としてはオーブン形，温度補償形の2種がある．周波数安定度はオーブン形が優れているが，価格，大きさおよび電源投入時の特性の点で移動機に使用する部品として適さない．したがって，多少周波数安定度は劣るが温度補償形水晶を採用し，温度変化および経年変化を考慮し周波数安定度は$\pm 2.5\times 10^{-6}$/年以内とした．

（3） 切替チャネル数

方式上は1地域（首都圏）10万加入では，1000チャネルを必要とするが[4][5]，後述するように移動機が1000チャネルを有するのは技術的および経済的に困難であるので，移動機を周波数的に2群に分割して1000チャネルシステムを構成する．2つの移動機群を円滑に運用し，分割損を少なくするために，2つの移動機群は約200チャネルを共用する必要がある．このため各群の移動機は約600チャネルを有する必要がある[5][6]．

チャネル数が多くなると当然送受信帯域は広帯域になり，送信波が受信部に回り込み，受信特性に影響を与える．この影響を抑えるために送受分波器のフィルタで送信波の影響を取りのぞく必要があり，このフィルタの大きさ，段数が移動機構成上大きな制約要因となる．フィルタの所要段数と切替チャネル数の関係を図5に示す．送信フィルタの段数はフィルタ体積および調整の点で6段程度，受信フィルタはそう入損失が送信フィルタより許容できるが8段程度が限度である．図5より切替チャネル数は600チャネル程度が限度となり，方式面からの要求を満たすことができる．なお送信波の受信部への影響については節3.6に，送受分波器の送受信フィルタに

表 2 無線部の主要諸元，規格

項目		諸元，規格
送信部	チャネル数	600 チャネル
	送信出力	5W $^{+20\%}_{-40\%}$ 送信出力制御時は 15 dB±5 dB 低下
	周波数安定度	±2.5×10^{-6}/年以内
	変調形式	音声：PM ディジタル信号：等価 FM
	変調度	音声：ピーク 5 rad ディジタル信号：ピーク 4.5 kHz
	送信雑音	搬送波より 25 kHz 離調した周波数において帯域幅 16 kHz で測定した雑音が搬送波に比し 60 dB 以下
	送信相互変調	結合度 30 dB で搬送波に比し 60 dB 以下
	スプリアスふく射	搬送波に比し 60 dB 以下
	送信 S/N	無振動時 40 dB 以上 振動時 35 dB 以上
受信部	受信入力感度	0 dBμ 以下（雑音抑圧 20 dB）
	帯域幅	感度が 6 dB 低下する帯域幅は ±8 kHz 以上
	選択度	感度が 70 dB 低下する帯域幅は ±16 kHz 以内
	受信スプリアス感度	希望波に比し 70 dB 以下
	感度抑圧	感度より 6 dB 高い希望波を入力した状態で，希望波より 25 kHz 離調した妨害波を加えることによって雑音抑圧が 20 dB となる妨害波入力電圧は 65 dBμ 以上
	受信相互変調	相互変調を生じる関係にある妨害波を加えて雑音抑圧が20 dB となる各妨害波入力電圧は 65 dBμ 以上
	受信電圧検出レベル偏差	±5 dB
シンセサイザ部	チャネル切替時間	100 ms 以下

ついては節 3.7 に詳述する．

（4） 送信出力制御

無線基地局受信機の受信相互変調による干渉妨害，受信スプリアスおよび前述の移動機の送信雑音による干渉妨害の発生確率を減少させるには，移動機が無線基地局の近傍にきた場合に，移動機の送信出力を適当に低下させる方法が有効である．

無線基地局受信機の相互変調規格，感度抑圧規格，受信スプリアス規格等は 70 dBμ である[22]．そこで無線基地局受信機の入力電圧中央値が 70 dBμ を越えないように移動機の送信出力を低下させることとする．

（5） 変復調形式

音声は既存の移動通信方式で広く採用されている位相変調とするが，ディジタル信号は以下に示す理由により，位相変調回路と積分回路を用いた等価 FM 変調とし，周波数復調回路で FM 復調する変復調形式とした[14]．

（i） シンセサイザで発生する FM 性雑音は，低周波成分（主として 300 Hz 以下）が多く，FM ディスクリミネータと積分回路を用いた位相復調回路では，この雑音が強調される．

（ii） 搬送波の変動が復調後は直流変動となり，位

相復調回路では，この直流変動が増幅される．

（iii） FM 変調回路としては，通常発振器の周波数を変化させる FSK 方式が考えられるが，電圧制御発振器は，価格（約 5～10 万）および周波数安定度の点で移動機に用いる回路としては適さない．

3.2 シンセサイザ構成法の比較

800 MHz 帯の発振回路としてシンセサイザを使用する場合，その構成法は種々あるが移動機に適用可能な構成法としては次に示す回路形式が考えられる．

（i） VCO 逓倍形式

（ii） VCO 混合逓倍形式

（iii） VCO 直接混合形式

各種シンセサイザ回路形式のブロックダイヤを図 6 に示す．

VCO 逓倍形式は，150 MHz 帯で発振する VCO の出力を 6 逓倍して 800 MHz とする回路形式である．150 MHz 帯を直接可変分周するのは困難であるので，基準水晶を逓倍して，VCO 出力をミックスダウンした後，可変分周する方法を用いる．この回路形式はスプリアスが発生しにくく，回路構成が簡易で，量産に適している．

VCO 混合逓倍形式は直接可変分周の可能な 10 数 MHz で VCO を発振させ，約 140 MHz の水晶あるいは基準水晶を逓倍したものでミックスアップした後，6 逓倍するものである．この回路形式は VCO の発振周波数が低いため，ミックスアップ用ミキサで発生した VCO の高調波成分が帯域内に入り，スプリアスとなる欠点を有する．

VCO 直接混合形式は VCO 出力を逓倍せず，基準水晶発振器出力の逓倍周波数と合成するものである．ミキサが前記 2 形式より多く必要であり，回路構成が複雑で，価格の点で前記 2 回路形式より劣る．

上記 3 回路形式の比較を表 3 に示す．スプリアス，回路の簡易性の点で VCO 逓倍形式が優れており，VCO 逓倍方式形式を採用することとした．

3.3 周波数構成

（1） スプリアス

本方式の移動機は複雑な周波数構成であるため，いかにしてスプリアスの発生を抑えるかが最も重要な課題である．

（i） 受信スプリアス

受信スプリアスには 1/2 IF スプリアス，イメージスプリアスおよびシンセサイザ出力の 5 倍波もしくは 7 倍波が擬

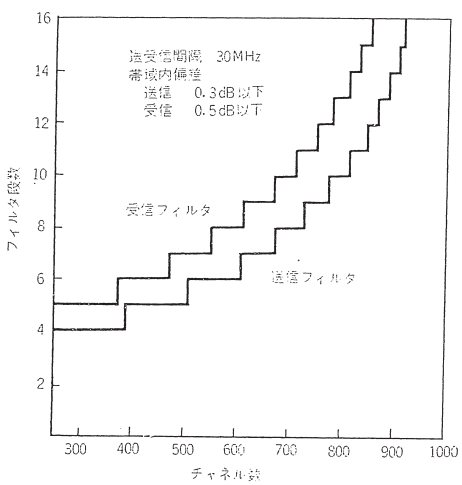
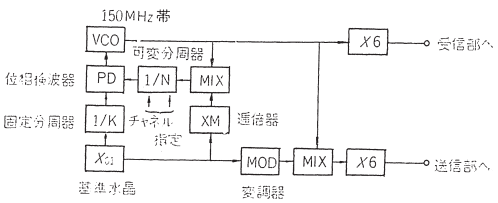
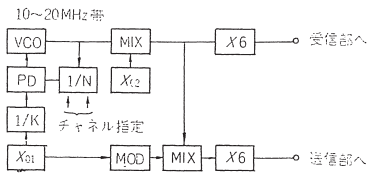


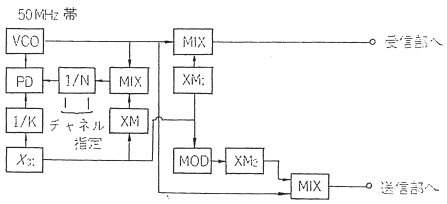
図 5 チャネル数とフィルタ段数の関係



（a） VCO 逓倍形式



（b） VCO 混合形式



（c） VCO 直接混合形式

図 6 各種シンセサイザ回路形式

表 3 シンセサイザ回路形式の比較

項目＼方式	(i) VCO 逓倍方式	(ii) VCO 混合逓倍方式	(iii) VCO 直接混合方式
スプリアス	○ループ内のミキサで高次の組合せによりし生する可能性があるが，VCO周波数の選択をうまく行えばさけられる.	×VCOの高次成分が帯域内に入る．ミックスアップ用のミキサでVCO高次成分が発生発帯域内に入る.	△ループ内のミクサおよびミックスアップ用のミキサで発生する.
側帯波状雑音	△VCO の発振周波数が高いので(ii)より側帯波状雑音は大きい.	○VCO の発振周波数が低いのでコイルのQを高くでき側帯波状雑音は小さい.	○逓倍がないので側帯波状雑音は小さい.
耐振性	△VCO の発振周波数が高いので振動による雑音が(ii)より大	○VCO 発振周波数が低いので振動による FM 性雑音は少ない.	○逓倍がないので FM 性雑音は少ない.
周波数安定度	○基準水晶の安定度のみに依存．安定度はよい.	△ミックスアップ用の水晶に高安定度が要求される.	○基準水晶の安定度のみに依存．安定度はよい.
回路簡易性	△ループ内にミキサが必要	○ミックスアップ用のミキサ，水晶が必要であるがループ内のミキサは不要.	×ミックスアップ用のミキサが必要，またループ内にもミキサを使用している.
価格	○水晶が1つであるので安価である．回路が簡易であるので調整コストが小.	△ミックスアップ用の水晶が高価．スプリアスを抑えるための調整コストが大.	×回路が複雑であり調整コストが大.
量産性	○スプリアスが発生しにくいので調整が容易.	×スプリアスが発生しやすいので調整に時間を要す.	×同左
VCO 周波数	150 MHz 帯	10～20 MHz	50 MHz 帯
VCO の可変周波数帯域	△150 MHz 帯なので 10 MHz (2500 チャネル) 程度可能	△十数 MHz 帯なので 2.5 MHz (600 チャネル) 程度	×逓倍がないので送受信の帯域幅分だけ VCO の帯域が必要.

似受信局発（受信局発はシンセサイザ出力の6倍波）となるもの等がある．これらのスプリアスに対しては，すべて受信局発周波数を受信周波数より高くする方が有利である．スプリアス波に対する受信フィルタの所要減衰量が最も大きいのはイメージスプリアスであり，約80 dB以上必要とする．

(ii) 送信スプリアス

VCO 出力と基準水晶出力を混合したとき生じるスプリアスが主たるものであり，スプリアス周波数 f_{sp} は

$$f_{sp}=f_t\pm 6\times f_0 \qquad (1)$$

ただし f_t は送信周波数 f_0 は基準水晶周波数となる．前述したように受信局発周波数を受信周波数より高くし，

$$f_t=6\times(f_v-f_0) \qquad (2)$$

ただし f_v は VCO 周波数

とした場合はこのスプリアスは150 MHz帯のフィルタで十分減衰できる．

(iii) シンセサイザで発生するスプリアス

シンセサイザでは f_0 を M(正の整数)逓倍した $M\times f_0$ で f_v をミックスダウンしているので，f_v と $M\times f_0$ の高次の成分がスプリアスとなる可能性がある．次に示す成分が $1/6\ f_t$ および f_v の近傍にならないよう留意する必要がある．

○ f_0 の逓倍による成分：$n\times f_0$（n 任意の正の整数）

○ ループ内ミキサの高次ひずみによる成分

$|m\times f_v-n\times M\times f_0|$（$m, n$ は任意の正の整数）

○ 可変分周器入力の高次ひずみ

$|f_v-M\times f_0|$

(2)　周波数構成

前項で示したように，スプリアスを発生しにくい周波数構成としては，

$$\left.\begin{aligned} f_l &= f_r + f_i \\ &= 6\times f_v \\ f_i &= 6\times(f_r - f_0) \\ f_0 &= \frac{1}{6}\times(f_i + f_{se}) \\ f_0/K &= \frac{25}{6}\times 10^{-3} \\ \frac{|f_v - M\times f_0|}{N} &= \frac{25}{6}\times 10^{-3} \end{aligned}\right\} \quad (3)$$

ただし，

f_l：受信局発周波数

f_r：受信周波数

f_i：第1中間周波数

f_{se}：送受信間隔

K：固定分周数

N：可変分周数

M：基準水晶逓倍数

とするのが適している．ただし式(3)で周波数単位はMHzである．式(3)に示す各部の周波数および分周数は中間周波数に依存し，周波数関係は次の条件を考慮して選定する必要がある．

○　受信イメージスプリアスに対する受信フィルタの所要減衰特性の点で中間周波数は60 MHz以上が適する．

○　IFフィルタ製造技術の点で中間周波数は80 MHz以下が適する．

○　中間周波数は，VCO出力と基準水晶出力の高調波の低次成分がスプリアスとならない周波数とする．

○　中間周波数はアマチュア通信システムからの妨害を避けるよう選定する．

○　可変分周数は，ループの応答速度および分周回路の消費電流の点で4000以下が望ましい．

○　ループ内の逓倍数は，スプリアスを発生しにくい低次の組合わせとする．(8もしくは9逓倍)

中間周波数と可変分周数(600のうちの最小値)の関係を図7に示す．同図において実線は式(4)に示すスプリアスが送受信帯域±2 MHz以内に落込まない範囲である．送受信帯域±2 MHz以外で生じるスプリアスは送受分波器で容易に減衰できる．

$$\left.\begin{array}{ll} |m\times f_v - n\times f_0| & m\leqq 3,\ n\leqq 15 \\ n\times f_0 & n\leqq 20 \\ |m\times f_v - n\times M\times f_0| & m,\ n\leqq 10 \\ m\times|f_v - M\times f_0| & m\leqq 15 \end{array}\right\} \quad (4)$$

ただし m，n は任意の正の整数である．

中間周波数はこの実線の範囲で選定すべきである．そこで基準水晶の逓倍数は9，IF周波数は70 MHzとした．この中間周波数は公社のマイクロ中継装置に使用している周波数と同じである．また自動車電話方式の無線基地局受信機の中間周波数と同一である[22]．

3.4　シンセサイザ部の回路構成

シンセサイザ部はVCO，位相検波器(PD)，分周器およびプリセット電圧制御回路等で構成される．回路構成を図8に示す．

(1)　VCO

VCOに要求される条件は，耐振性，発振周波数近傍の側帯波状雑音特性．直線性，温度に対する周波数安定度等である．

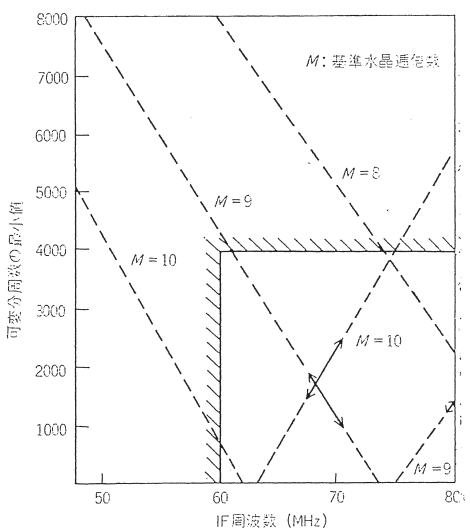
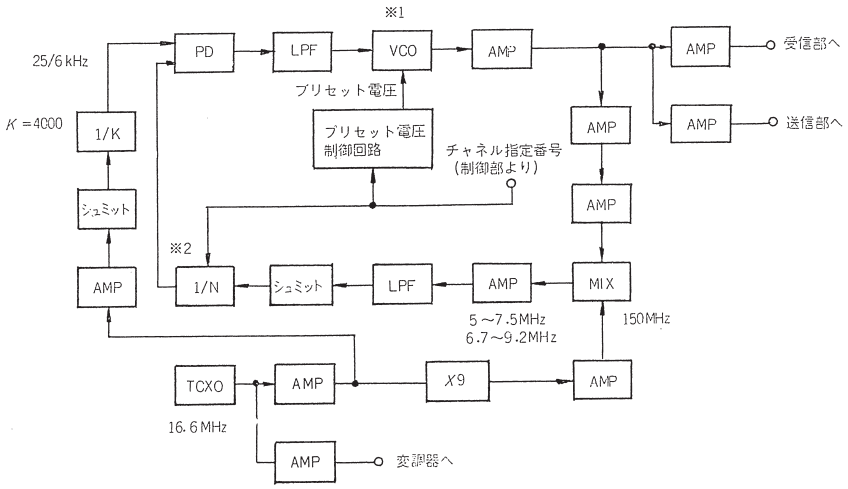


図7　中間周波数と可変分周数



※1 155～157.5 MHz ※2 N=1201～1800

図 8 シンセサイザ部ブロックダイヤ

移動機に振動が加わると，きょう体が共振して移動機に加わる加速度の数倍の加速度が VCO に加わる場合がある．VCO としては 2 G 程度の振動に十分耐えるものでなければならない．VCO に使用しているコイルが車の振動で，(i) コイルの変形によるインダクタンス変化，(ii) コイルとケースの相対的位置変化による実効的インダクタンスおよびキャパシタンスの変化を生じると発振周波数が変動し，FM 性雑音となる．

耐振性コイルとして，

(i) セラミック基板に蒸着した薄膜スパイラルコイル

(ii) セラミックボビンにヘリカル導体層を設けたコイル

(iii) セラミックボビンに銅線を巻線したコイル

の 3 種類について試作検討を行った結果，耐振性，量産性で薄膜スパイラルコイルが優れており，基板は厚さ 1 mm 程度のセラミックが適しているとの結論を得た[23]．

感度抑圧特性を満たすためには，シンセサイザ出力周波数近傍の側帯波状雑音は出力レベルの 90 dB 以下でなければならない．雑音を評価する隣接チャネル帯域は中心周波数から 17～33 kHz 離調している．この帯域はループの帯域外であり雑音はループ特性に依存せず，VCO の Q にのみ依存する．基板の両面にスパイラルコイルと回路パタンを設けた構造では，Q が低下することが試作の結果明らかになったので，基板の片面に両者を配置する構造とし，Q =200 程度の値を実現した．VCO の回路構成を図 9 に，外観を図 10 に示す．周波数可変には 2 個の可変容量ダイオード (X_1, X_2) を用い，X_1 は位相検波器 (PD) 出力により制御され，PLL を構成している．また X_2 にはプリセット電圧が加わり粗同調をとっている．VCO の入出力特性を図 11 に示す．同図に示すように帰還電圧に対する感度は 240 kHz/V，プリセット電圧に対する感度は 600 kHz/V である．

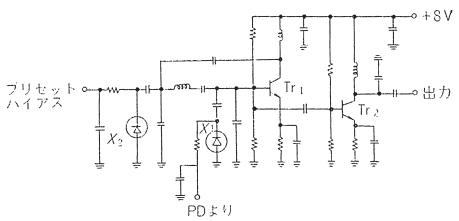


図 9 VCO 回路

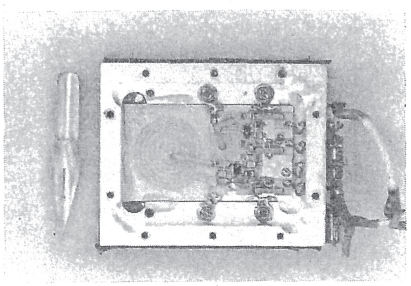


図 10 VCO 外観

（2） 位相検波器（PD）

PD の出力には基準周波数成分（25/6 kHz）が含まれており，この成分により VCO が変調を受けスプリアスを発生する．送受信のスプリアス規格を満たすには基準周波数成分を約 120 dB 以上減衰させなければならないが，基準周波数が低いためループの低域フィルタのみで所要の減衰量を得るのは困難である．そこで図 12 に示すサンプル・アンド・ホールド形の PD を採用し，PD で基準周波数成分を約 70 dB 減衰させている．

（3） ループ構成

シンセサイザの周波数引込み範囲（キャップチャレンジ）は ±1.25 MHz 以上を必要とする．しかし所要の S/N を得るため VCO の感度を 240 kHz/V と低くし，PD ゲインを 8 V/2 π とすると同期保持範囲（ロックレンジ）は ±300 kHz しか得られない．引込み時間を余裕を見込んで 50 ms 以下とし，固有周波数を約 100 Hz，減衰率を 0.8 とすると実効的引込み範囲は ±200 kHz となる．そこで VCO にチャネルに対応したプリセット電圧を加え VCO の動作範囲を変化させる方法を採用した．チャネルの分割は VCO の温度による周波数変動およびプリセット電圧の設定誤差を考慮し 10 分割とした．

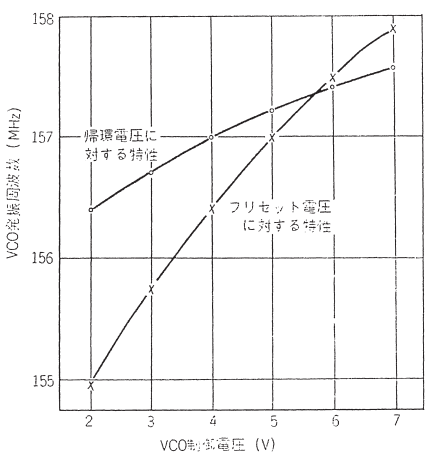


図 11 VCO 入出力特性

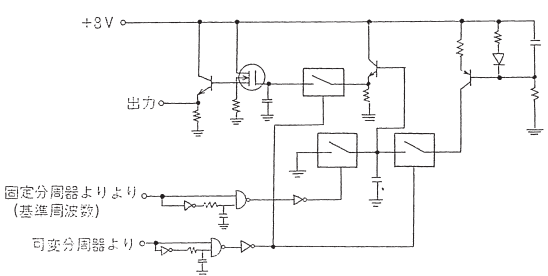


図 12 位相検波回路（PD）

3.5 送信部の構成

送信部の構成を図 13 に，レベルダイヤグラムを図 14 に示す．送信部の出力は約 200 mW，電力増幅器の出力は約 7W であり，送受分波器および アイソレータで 1.5 dB 減衰しアンテナ端子で 5W となる．

以下各回路の構成について示す．なお電力増幅器についても本節で示す．

（1） 電力増幅器

移動機は無線基地局で使用する無線機と異なり，電源電圧が低く，かつ電源変動が激しい．このような条件下で所要の出力を安定に確保するには，高能率高出力増幅器，自動出力制御回路の設計が重要な課題となる．

電力増幅器は図 15 に示すように トランジスタ 3 段で

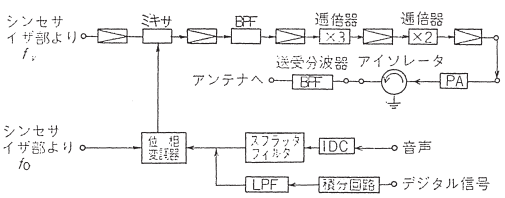


図 13 送信部および電力増幅部の構成

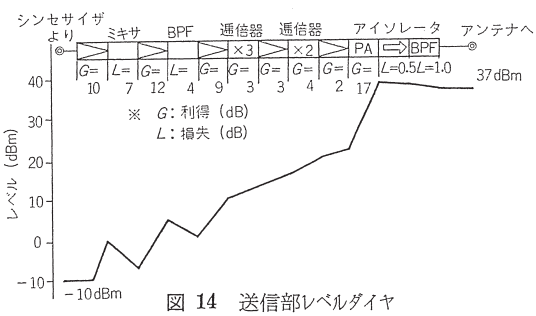


図 14 送信部レベルダイヤ

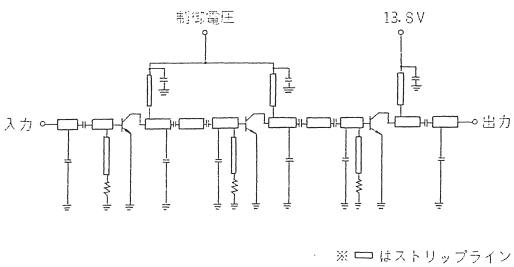


図 15 電力増幅器回路構成

構成し，アルミナセラミック基板に分布定数回路形式で構成した．

自動出力制御および制御部からの指令による送信出力制御は，3段縦続トランジスタ中，初段と中段のトランジスタのコレクタ電圧を制御して行う．

(2) 変 調 部

音声信号は瞬時周波数偏移制御回路（IDC）で振幅制限された後，スプラッタフィルタで高調波を除かれて変調器に入り，シンセサイザ部より供給される基準水晶出力 f_0 を位相変調する．

一方，ディジタル信号は積分回路を通した後，変調器に入り f_0 を等価的に FM 変調する．

ディジタル信号は 0.3 kb/s のスプリットフェーズ信号であり，等価 FM 変調で ±4.5 kHz の周波数偏移にするには大きな位相回転を必要とする．変調による波形ひずみを最悪時で10% 許容すると変調器段数は単同調型で16段必要となる．多段変調器の調整は多くの時間を要するので，単同調形の位相変調器の2倍の変調度が得られるブリッジ形位相変調器8段で構成している．ブリッジ形位相変調器の構成を図16に示す．

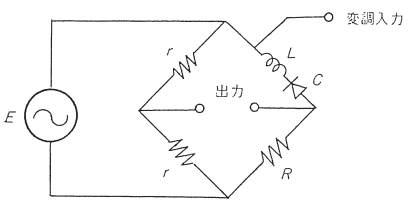


図 16 ブリッジ形移相変調器

(3) 混合，逓倍部

混合部はシンセサイザ部より供給される VCO 出力を変調器出力によりダイオードミキサでミックスダウンし，f_v-f_0 を得て，増幅器2段で増幅した後フィルタで f_v-f_0 以外の成分を減衰させている．節3.3に示したスプリアス波 f_v+f_0 に対しては，このフィルタで 40 dB 以上減衰している．

逓倍部では，まず3逓倍し 400 MHz 帯にして増幅した後2逓倍し 800 MHz とし，フィルタにより不要成分を減衰させて，最終段の増幅器で電力増幅器を励振させるのに十分な出力としている．

3.6 受信部の構成

受信部の構成を図17に示す．受信部はダブルスーパヘテロダイン方式であり，第1局発は VCO 出力を6逓倍したものを用いている．第1中間周波数は70MHz，第2中間周波数は 455 kHz である．

受信部のレベルダイヤグラムを図18に示す．

(1) 高 周 波 部

受信感度はほぼ初段の受信増幅器の特性で決定される．受信感度規格 0 dBμ は帯域 16 kHz では受信機総合の雑音指数（NF）10 dB に相当する．送受分波器の受信フィルタのそう入損失を 1.5 dB とし，送信時の感度劣化および経年劣化を見込み，マージンを 2 dB とすると受信増幅器の NF は 6.5 dB 以下でなければならない．受信増幅器自体の NF は実力 4〜5

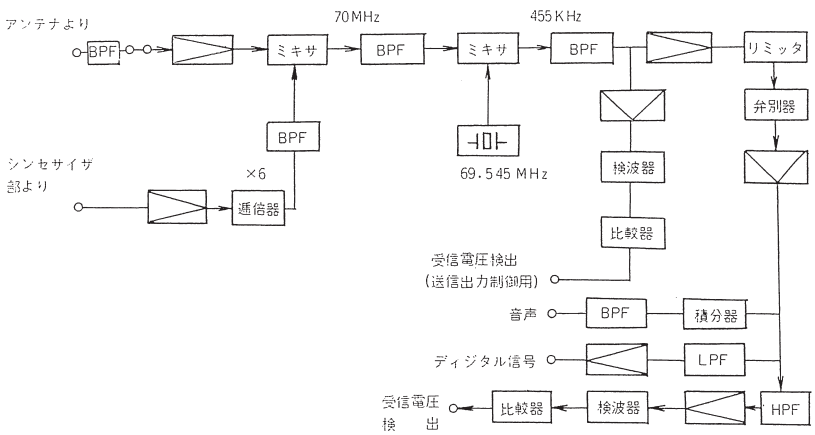


図 17 受信部の構成

dB であり十分余裕のある値である．

以上に示したのは受信のみの場合であるが，送受信を1つのアンテナで共用する移動機では，送信波が受信部に回り込み受信感度劣化を生じる場合がある．感度劣化の原因は次の2つに分けられる．

（i） 送信波の側帯波状雑音が受信部に回り込む[24]．

（ii） 送信波そのものが受信部に回り込み受信増幅器を飽和させる．

（i）については送受分波器の送信フィルタ，（ii）については受信フィルタで所要の減衰量を得て回り込みを抑える必要がある．以下フィルタの所要減衰量を示す．

送信波の側帯波状雑音レベルは，送受信間隔に相当する 30 MHz 離調した周波数で約 30 dBμ（帯域 16 kHz で測定）である．この雑音が熱雑音に相加されるとすると，受信感度劣化を 1 dB 以内とするには受信部に回り込む側帯波状雑音は −16 dBμ 以下でなければならない．したがってフィルタの所要減衰量は 46 dB 以上必要となる．

初段の受信増幅器は図19に示す特性例から明らかなように約 100 dBμ の入力で飽和を開始する．マージンを 10 dB 見込むと送信出力が 150 dBμ（5W）であるので受信フィルタの所要減衰量は 60 dB 以上必要となる．

(2) 低周波部

低周波部は音声およびディジタル信号の復調回路と受信電圧検出回路で構成される．各回路は混成 IC を含めて極力 IC 化し，小形化をはかっている．

受信電圧検出法は種々あるが，着信制御チャネル待受けのための受信電圧検出は，復調出力の音声帯域外（8 kHz 以上の高域）の雑音を検出する方法を用いている．これは検出すべき受信電圧範囲が，受信電圧と復調雑音が比例する領域であるからである．

一方，送信出力制御用の受信電圧の検出は，高受信電圧であり，復調雑音は十分抑圧されているため中間周波段で検出している．

3.7 送受分波器の構成

送受信分波器は送信用フィルタ，受信用フィルタおよび結合器で構成される．結合器としてはサーキュレータと λ/4 素子がある．受信部に回込む送信波に対する減衰量はサーキュレータの方が優れている．一方，価格，そう入損失の点では λ/4 素子が優れており，λ/4 素子を採用した．

送信フィルタの役割は，（i）側帯波状雑音の減衰，（ii）送信スプリアス波の減衰，（iii）逓倍による高調波の減衰であるが，（i）に対する特性を満たせば（ii）および（iii）については十分減衰できる．

受信フィルタの役割は，（i）受信部に回込む送信波の減衰，（ii）受信スプリアス波の減衰であるが，（i）に対する特性を満たせばよい．

所要減衰量は節 3.6 に示したように，送信フィルタは 46 dB，受信フィルタは 60 dB である．

送信フィルタは6段，受信フィルタは8段で構成し，所要の減衰量を得た．フィルタは半同軸形とし内部に誘電体をそう入して小形化をはかり，送受信とも 300 cc という小形のフィルタを実現した．

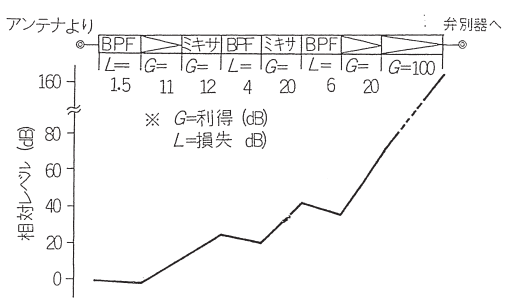


図 18 受信部レベルダイヤ

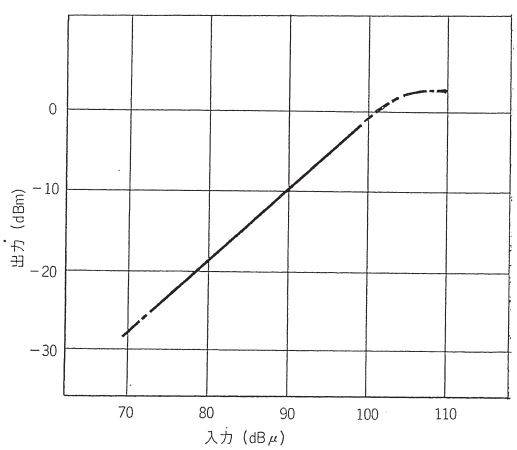


図 19 受信増幅器入出力特性

またそう入損失は送信フィルタは 1 dB 以下，受信フィルタは 1.5 dB 以下である．

3.8 無線部の特性

50 年に試作した移動機 4 台および 49 年に試作した第 2 次現場試験用移動機 24 台の無線部の主な特性を示す．なお，移動機の消費電流には制御部の消費電流も含まれるが本項に示す．

3.8.1 消費電流

消費電流の分布を図 20 に示す．待受け時 0.9 A 以下，送信時 3.6 A 以下と目標値以下の値を得た．なお，送信時の分布のバラツキは電力増幅器の効率の差によるものである．

3.8.2 送信部の特性

送信部の規格の概略と測定値を表 4 に示す．同表において，試作値は試作移動機の特性の最悪値もしくは分布を示す．

(1) 送信出力

送信出力の特性例を図 21 に示す．電源電圧に対する変動は 0.1 W 以下である．チャネルに対する出力の偏差は 0.5 W 程度である．自動出力制御の検出を送信フィルタの前段で行っているため，送信フィルタの特性が直接送信出力特性として現われている．高温状態における送信出力特性の分布を図 22 に示す．周囲温度が上昇すると増幅器の効率が下り，送信出力は低下する傾向を示すが，60℃においても最悪の移動機で 3.6 W であり，−20℃〜+60℃において 3.6〜5.8 W に分布している．

(2) 送信周波数

高温状態 (+60℃) における周波数偏差の分布を図 23 に示す．最悪の移動機でも偏差は 1.5×10^{-6} 以下である．なお常温においては 1×10^{-6} 以下，低温においては 1.3×10^{-6} 以下であり，周囲温度変化に対しては 1.5×10^{-6} 以下を確保できると推定できる．

(3) 送信 S/N

振動時の送信 S/N の特性を図 24 に，最悪値の分

表 4 送信部の特性

項目		規格	試作値
送信出力	−10℃〜+50℃	5W $^{+20\%}_{-40\%}$	4.8〜5.4W
	−20℃〜+60℃	1W〜6W	3.6〜5.8W
送信周波数偏差 −20℃〜+60℃		±2.5×10⁻⁶ 以内/年	1.5×10⁻⁶以内
送信 S/N	無振動時	40 dB 以上	45 dB 以上
	振動時	35 dB 以上	37〜46 dB
スプリアスふく射		−60 dB 以下	−66 dB 以下
送信雑音		−60 dB 以下	−62〜−70 dB
ひずみ率		−25 dB 以下	−35 dB 以下
送信相互変調		−60 dB 以下	−70 dB 以上
送信出力制御		15±5 dB	15±2 dB 以内

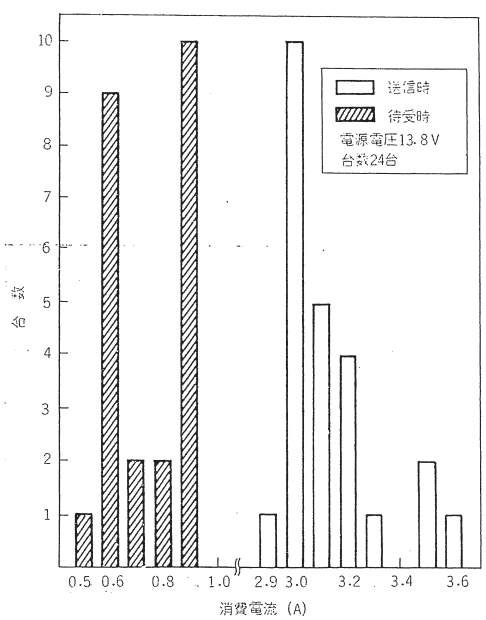


図 20 移動機消費電流の分布

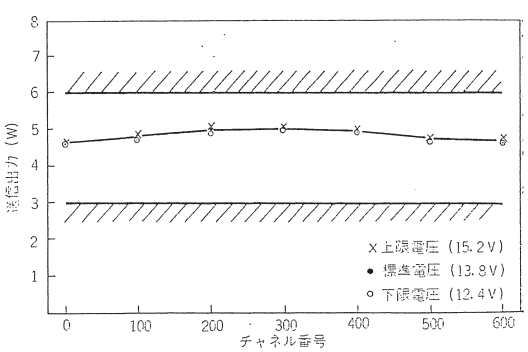


図 21 送信出力特性

布を図25に示す．振動によるS/Nの劣化については大部分の移動機は図25に示すように数dB以内であるが，1部の移動機はきょう体の共振のため5dB程度S/Nが劣化する．このS/Nの劣化は特定の振動周波数で生じるものであるから，実際の走行状態では通話品質に影響を与えることはない．

（4） 送信スプリアス

周囲温度 −10℃〜+60℃の範囲では輻射減衰量は70dB以上であり，規格に対し10dB以上のマージンがある．−20℃においては$19\times f_0$ $-2\times f_0$の成分がふく射されているが減衰量は60dBである．

3.8.3 受信部の特性

受信部の規格の概略と測定結果を表5に示す．

（1） 受信感度

常温における受信入力感度特性を図26に，分布を図27に示す．初段の増幅器およびミキサのNFの改善により，最も感度の悪い移動機でも−3.2dBμ以下と規格値に対し十分余裕がある値を得ている．温度による変動は主としてミキサの特性によるものであり，−10℃〜+50℃で±1dB以下である．チャネルに対する偏差は受信フィルタの特性によるものであり，受信帯域の端のチャネルで約1dB劣化している．送信時には送信波の側

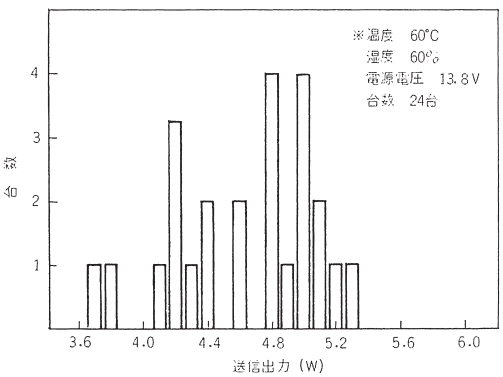


図 22 高温状態における送信出力の分布

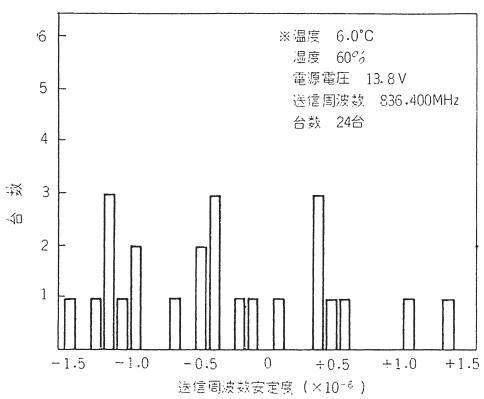


図 23 高温状態における周波数安定度の分布

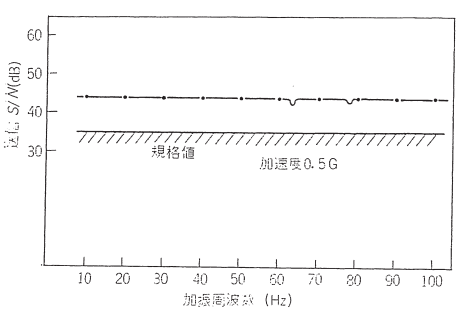


図 24 振動時送信S/N特性

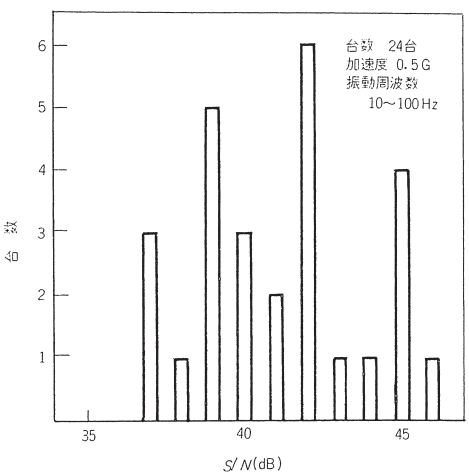


図 25 振動時送信S/Nの最悪値分布

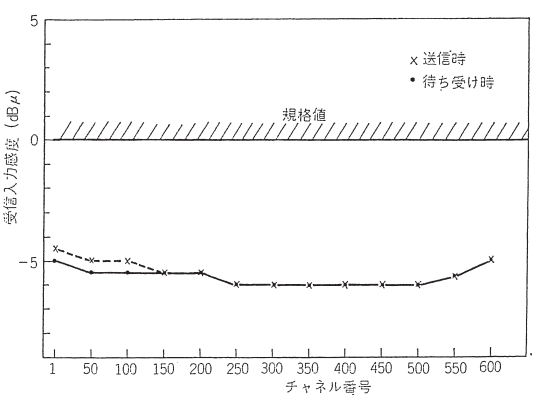


図 26 受信入力感度特性

表 5 受信部の特性

項目		規格	試作値
受信感度	待受時	0 dBμ 以下	−3.2〜−5.5 dBμ
	送信時	0 dBμ 以下	−2.7〜−5 dBμ
通過帯域幅(6 dB 低下幅)		16 kHz 以上	18 kHz 以上
感度抑圧		65 dBμ 以上	66〜69 dBμ
相互変調感度		65 dBμ 以上	70 dBμ 以上
受信 S/N	無振動時	40 dB 以上	45 dB 以上
	振動時	35 dB 以上	——
受信スプリアス感度		70 dB 以上	70 dB 以上
受信電圧検出偏差		±5 dB 以内 (−10℃〜+50℃)	±3 dB 以内 (−20℃〜+60℃)

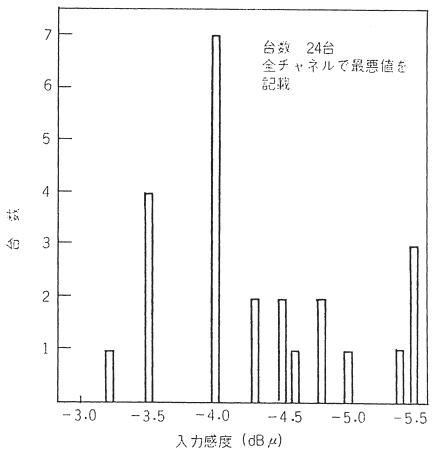


図 27 受信入力感度の分布

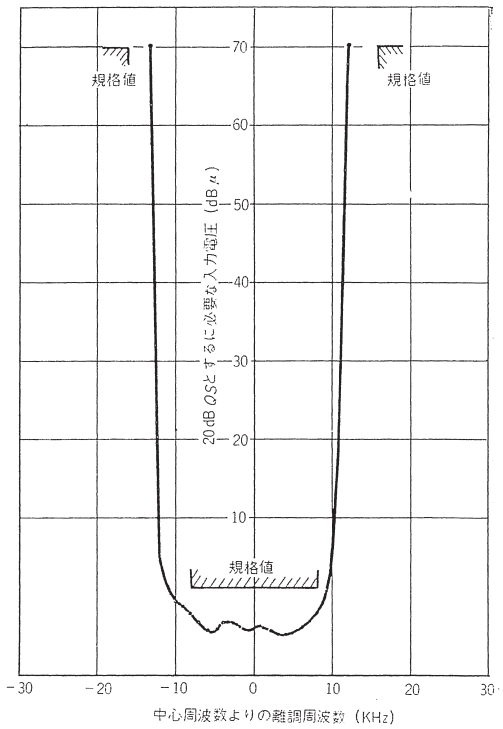


図 28 受信帯域幅特性

帯波状雑音の回込みにより，受信感度は送信帯域に最も近い受信帯域の端のチャネルで約 0.5 dB 劣化しているが許容値内である．

(2) 受信帯域幅

受信帯域幅の特性は離調周波数に対する受信感度で与えられる．特性例を図 28 に示す．受信帯域幅および選択度ともに 1 kHz 以上のマージンがある．また帯域内の偏差は 1 dB 以内である．

(3) 感度抑圧

感度抑圧特性例を図 29 に，分布を図 30 に示す．規格値 65 dBμ に対しマージンの少ない移動機が多いが，温度に対する変動は ±1 dB 以内であり，規格値は満たしている．

(4) 受信 S/N

残留雑音は局発雑音レベルに依存するが，送受信の局発はシンセサイザ出力を共有しているので，受信残留雑音は送信 S/N と同レベルである．特性例を図 31 に

示す．なお振動時の受信 S/N は測定を省略したが，送信 S/N と同一の特性であると推定できる．

（5） 受信電圧検出特性

温度に対する変動特性を図32に，最悪値の分布を図33に示す．規格 ±5 dB に対し −20℃〜＋60℃においても変動は ±3 dB 以内と安定な値を得ている．

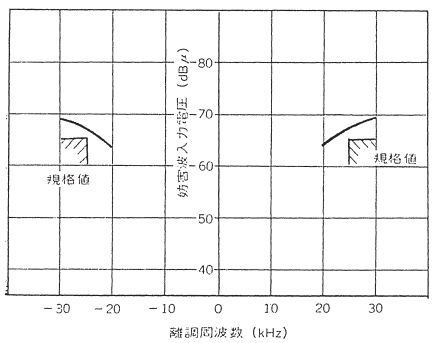


図 29 感度抑圧特性

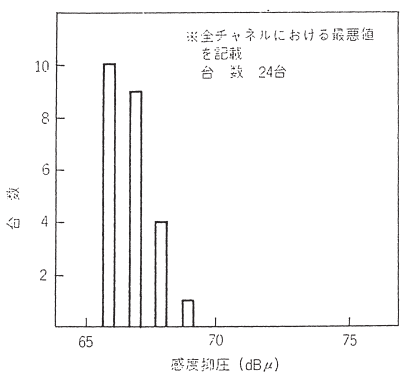


図 30 感度抑圧の分布

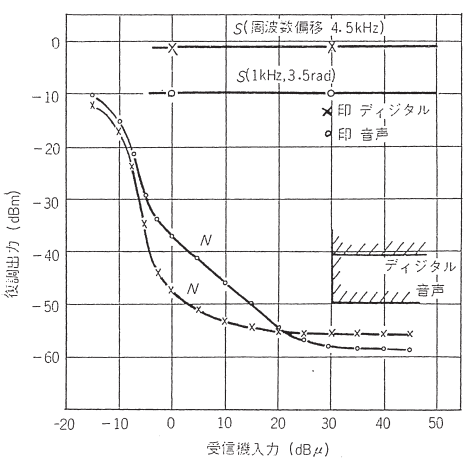


図 31 受信 S/N 特性

なお，図32における L_1，L_2，L_3 は着信制御チャネル待受けのための受信電圧検出レベルでありそれぞれ 15 dBμ，10 dBμ，20 dBμ である．

3.8.4 シンセサイザ部の特性

スプリアス，感度抑圧，S/N 等無線部の特性の多くはシンセサイザ部の特性に依存するが，これらの特性については送信部および受信部で示したので，本項ではチャネル切替時間についてのみ示す．

チャネル切替時間を表6に示す．前述したようにVCO

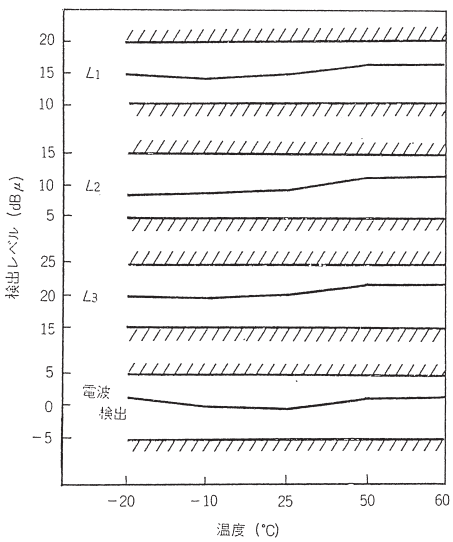


図 32 受信電圧検出温度特性

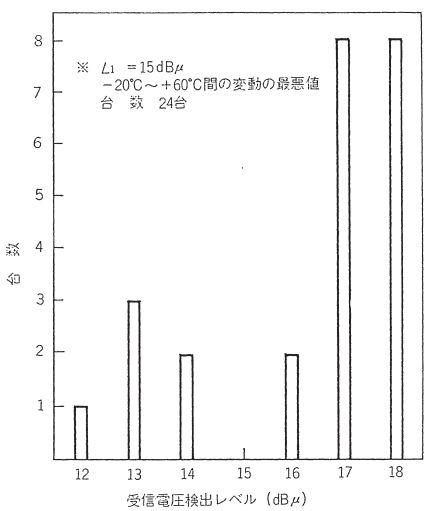


図 33 受信電圧検出レベル変動最悪値分布

にチャネル対応にプリセット電圧をかける方法を用いているので，チャネルを大きく切替えて引込み時間は速くなっており，1チャネルから600チャネルの切替でも40 msと規格に対し十分余裕のある値を得ている．

4 制 御 部

4.1 基本機能と特徴

移動機は切替チャネル数が多く（600チャネル），1群として制御される移動機数も非常に多い．このように多チャネル切替機能をもつ多数の移動機を移動通信特有の複雑な伝ぱん特性下で安定に制御するには，高度な制御技術が要求される．したがって，移動機が具備すべき制御機能も複雑にならざるを得ない．

これらの制御はすべて制御部で行っており，その基本機能は，(i) 各制御フローの実行，(ii) 無線基地局との信号の授受，(iii) 移動機無線部の制御，(iv) 電話機の制御である．

制御の安定化，確実性を確保するため本方式では誤り制御，フェージング対策，干渉妨害対策等を採用している．

表 6 チャネル切替時間

切替チャネル	切 替 時 間
1→2	10 ms
1→256	30 ms
256→1	30 ms
1→600	40 ms
600→1	40 ms

また回路的にはプログラム論理方式を採用しているのが特徴である．

4.2 回 路 構 成

制御部の構成部品の大部分は論理素子である．論理素子はLSI化に最も適したものであるが，自動車電話の導入当初は将来の需要数が不確定であるうえ，加入者習性に起因する方式の小変更も予想されるのでLSI化を進めるのは尚早であろう．したがって，制御部の回路設計にあたっては専用LSI化以外の方法でいかに小形化，低価格化，低消費電力化を達成するかが問題となる．表7は回路設計にあたっての基本条件である布線論理方式とプログラム論理方式を比較したものであり，少なくとも自動車電話の導入期においてはプログラム論理方式が有利である．方式が十分固まり，年間生産台数も大量になった時点で専用LSIへの移行が検討されるべきであろう．

すべての制御機能をソフトウェアで処理することは処理速度等の点で不可能である．このためソフトウェアとハードウェアの機能を表8に示すように分担させた．制御の中枢である信号の照合，発生および制御フローの実行をソフトウェアで処理している．

制御部のブロックダイヤグラムを図34に示す．制御フローを記憶するROM (read only memory)，制御途中のデータを一時的に記憶するRAM (randam access memory) および送受信部，シンセサイザ部，電話機を制御するための周辺回路がCPU (central processing unit) によって制御されている．CPUおよびプログラムの諸元を表9に，制御部の回路規模を表10に示す．

表 7 プログラム論理と布線論理の比較

	プログラム論理方式	布線論理方式
方式変更に対する融通性	○（ROMのさしかえ）	△（配線替，素子追加）
使用素子の汎用性	○（特にメモリ回路）	○（SSIを使うとき） ×（LSIを使うとき）
小形化（集積度）	○（特にメモリ回路）	×（SSIを使うとき） ○（LSIを使うとき）
故障診断	○（自動チェックが容易）	△（チェック方法の規格化が困難）
総合判断	導入期（発展期）	（発展期）

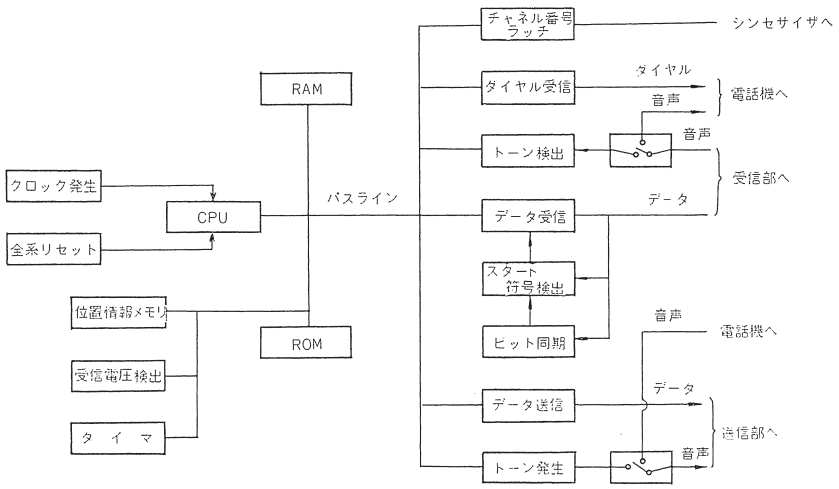


図 34 制御部のブロックダイヤグラム

表 8 ソフトウェアとハードウェアの機能分担

機	能	ソフトウェア処理	ハードウェア処理
デジタル信号の受信	ビット同期抽出		○
	スタート符号，空線信号の検出		○
	スプリットフェーズ形式のチェック		○
	スプリットフェーズ→NRZ 変換		○
	誤り訂正（シンドローム計算）		○
	受信信号の照合	○	
デジタル信号の送信	データの発生	○	
	NRZ→スプリットフェーズ変換		○
	チェックビットの付加		○
トーン信号	トーン信号の発振および検出		○
受信電圧検出	受信電圧時間率検定		○
	フェージングの検出		○
制御フロー	制御フローの実行	○	
	フロー上のタイマ		○

表 9 CPU およびプログラムの諸元

クロック周波数	500 kHz
命令実行時間	8 μs（最小）
命令の種類	74（このうち実際に使うのは 1/3）
演算形式	8ビット並列
命令語長	可変長
命令ステップ数	2 K バイト
RAM 容量	256ビット×8

表 10 制御部の回路規模

機能上の分類	CPU	1 個
	RAM	2 個
	ROM	11 個
集積度による分類	LSI	14 個
	MSI（ハイブリッドICを含む）	60 個
	SSI	60 個
	Tr	20 個

4.3 無線回線制御機能[25][26]

移動機の無線回線制御機能を基地局の動作局の動作を含めて示す.

(1) 電源投入時の動作

加入者が電源を投入すると，移動機は全系をリセットし着信制御チャネル (P-CH) の選択捕そくを開始する.

(2) P-CH 待受け時の動作

移動機は電源投入後もしくは P-CH の受信電圧中央値が規定値 (15 dBμ) 以下になった場合，P-CH を順次切替えて規定の受信電圧中央値 (20 dBμ) が得られる P-CH を選択捕そくする. なお，P-CH を切離すレベルと選択するレベルが同一では切替ひん度が多くなるので，両者の間に 5 dB のヒステリシスをもたせている. 受信電圧中央値 20 dBμ 以上の P-CH を捕そくすると，P-CH で放送されている発信制御チャネル情報および位置情報を記憶し待受け状態になる[27].

(3) 位置登録の動作

移動機はサービス地域を移行するたびに，自動車電話交換局に自分の番号を登録する. 移動機は P-CH で放送される位置情報中のサービス地域番号と自分の記憶しているサービス地域番号が異なる場合は，サービス地域を移行したと判断し発信制御チャネル (A-CH) の上り回線 (移動機→無線基地局) を用い自動車電話交換局へ移動機番号を登録するとともに，サービス地域番号の記憶を変更する.

なお，サービス地域番号を記憶する記憶素子は，電源断時にも記憶を保持しなければならないので不揮発性記憶素子 (例えばラッチングリレー) を使用する. もし揮発性記憶素子を用いると電源投入のたびに位置登録を行う必要があるので，位置登録のトラヒックが非常に多くなる.

(4) 移動機着呼の動作

移動機の呼出しはその移動機が位置登録したサービス地域で一斉に P-CH で行う. 着呼信号 (移動機番号を含む呼出し情報) を受信した移動機は，P-CH の上り回線で着呼応答信号を送出する. 無線回線制御局はこの着呼応答信号を受信すると，その移動機のいる無線ゾーンの無線基地局の通話チャネル番号を無線基地局を介して P-CH の下り回線で指定する. 通話チャネルの指定を受けた移動機は通話にチャネルに切替え，通話チャネルのループチェックを行った後，電話機への通話路を接続する.

(5) 移動機発呼の動作

加入者が電話機のフックを上げると，移動機は A-CH に切替え，発呼信号を送出する.

ただし，移動機は上り A-CH の空を示す空線信号が受信された場合のみ，信号の送出を許可される. なお前述の位置登録の場合もこの空線制御にしたがう. 移動機が発呼信号を送出した後の動作は，着呼の場合とほぼ同一である.

(6) 通話中チャネル切替

移動機が通話中に無線ゾーンを移行した場合は，通話チャネルを移行先の無線基地局の通話チャネルに切替える. チャネル切替は無線基地局からの指示により行う. 移動機は通話中は常にチャネル切替信号の待受け状態にあり，チャネル切替信号 (制御信号) の前に付加されているスタート符号を検出すると電話機との通話路を断とする. これはチャネル切替信号が受話器より可聴音として出力されるのを防ぐためである. スタート符号は少ないビット構成 (16 ビット) であるため，スタート符号の検出に際して高声による誤動作を生じる可能性がある. この誤動作による通話路断時間を極力減少するため，スタート符号検出後に受信される信号の内最初の 8 ビットについて，スプリットフェーズ信号であるか否かを検出し，この 8 ビットがスプリットフェーズ信号である場合のみ通話路を断とする. チャネル切替信号開始から通話路断までの時間は約 50 ms であり，加入者にはチャネル切替信号はほとんど聞こえない.

移動機はチャネル切替信号を受信すると，送信出力を断にし通話チャネルを切替え，再び送信出力をオンする. 通話チャネルのループチェックを行った後，電話機への通話路を接続する.

(7) 終話時の動作

終話は加入者のフックオン，無線地地局からの切断信号の受信および受信電圧中央値の極端な低下 (0 dBμ 以下) により行う.

電話機への通話路を断にし送信出力を断した後，

P-CH に切替え，待受け状態になる．

5 アンテナ

5.1 主要諸元

移動機用アンテナは複雑な伝ぱん特性に対応した電気的特性を要求される．またこのアンテナは加入者の自動車に取付けられるものであり，形状，構造に関しても通常のアンテナと異なる条件が要求される．

アンテナの主要諸元を表 11 に示す．

水平面内の真円度はアンテナ単体では ±1 dB 以内を実現できるが，車に取付けた状態では車体の影響で指向性が劣化する[28]．このため真円度規格は実装状態で ±3 dB 以内とする．

垂直面内向性（主ビーム方向）の決定に際しては，電波伝ぱん上の電波到来仰角のは握が必要である．

測定の結果，走行方向に無関係に常に主放射方向を水平方向に向けたときが受信電圧が最も高く，主放射方向の仰角が大きくなると急激に受信電圧が低下することが明らかになった．そこで主ビーム方向は水平方向とした．

ルーフトップ形の形状を図 35 に示す．垂直面内指向性を考慮して半波長ダイポールを使用する．洗車機対策としては放射部分を取りはずせる構造とした．洗車時にはコネクタにキャップをかぶせて水滴の浸入を防ぐ．

リヤフェンダ形の形状を図 36 に示す．取付け方法はカーラジオのロッドアンテナと同一の取付け方法とし，洗車時には放射部分を取りはずす構造とした．空中線高を高くすると強度の点で問題があるので，車のルーフより低くした．車体の影響による実効的利得の変化を考慮し，全波長空中線を使用し実効的利得をルーフトップ形と同程度とした．本形式は車体への取付け部を取替えてルーフサイドに設置することも可能である．

表 11 アンテナの主要諸元

項　目	諸　元
水平面内真円度	実装状態で ±3 dB 以内
利　得	水平方向で半波長比利得 0 dB 以上
定在波比	実装状態で 1.5 以下
帯　域	830～885 MHz
耐電力	5W 以上
形　状	・ルーフトップ形 ・リヤフェンダ形

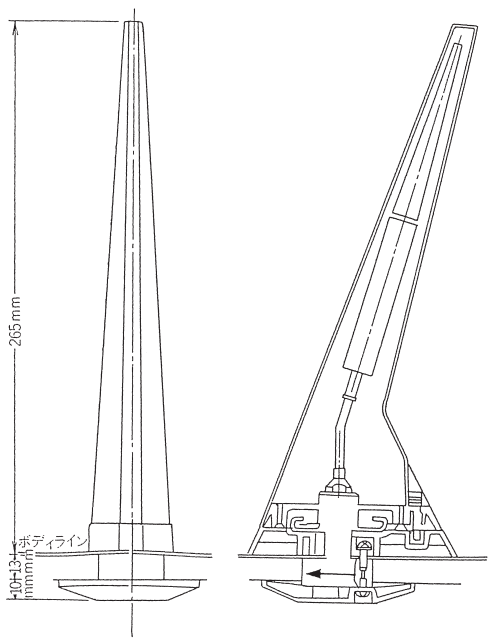


図 35 ルーフトップ形の形状

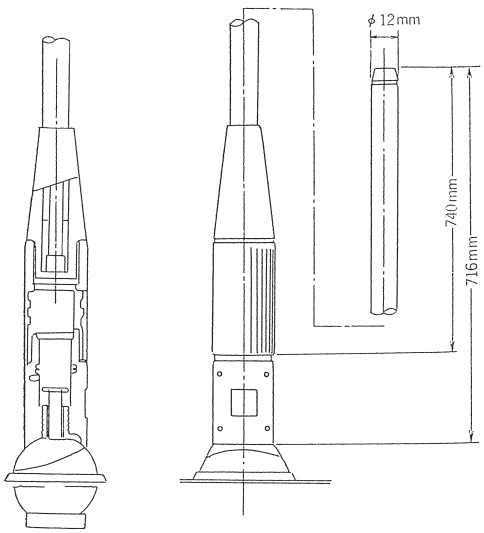


図 36 リヤフェンダ形の形状

5.2 電気的特性

移動機アンテナの特性は本来，車体に設置した状態で測定すべきものであるが車体が大きいこと，車種により形状が異なるなどの理由で現実には困難である．実効上は車体と同程度の金属板上に設置した状態で測定しても問題ない．ここでは半径 1m の円形金属板上に設置して測定した結果を示す．

(1) 水平面内指向性

ルーフトップ形の水平面内指向性を図 37 に示す．デザイン上放射素子を傾斜を持たせているため多少偏心しているが真円度は ±3 dB 以内である．また図 38 はリヤフェンダ形の水平面内指向性であり，真円度は ±0.4 dB 以内である．

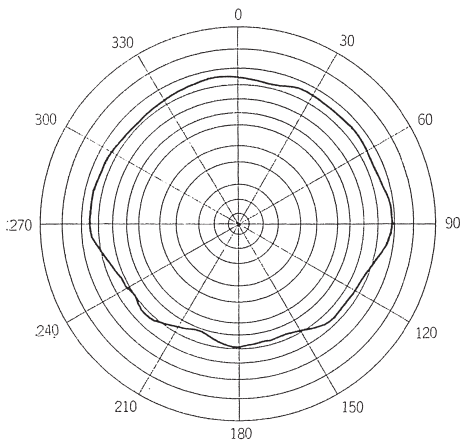


図 37 ルーフトップ形の水平面指向性

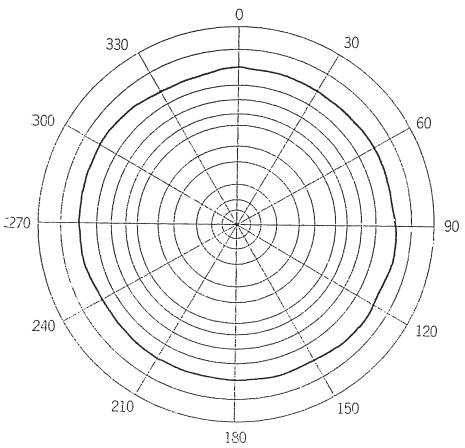


図 38 リヤフェンダ形の水平面内指向性

(2) 垂直面内指向性

ルーフトップ形の垂直面指向性を図 39 に示す．水平方向に主放射方向があるが，約 60° 仰角方向に大きなサイドローブを生じている．これは車体（金属板）の影響

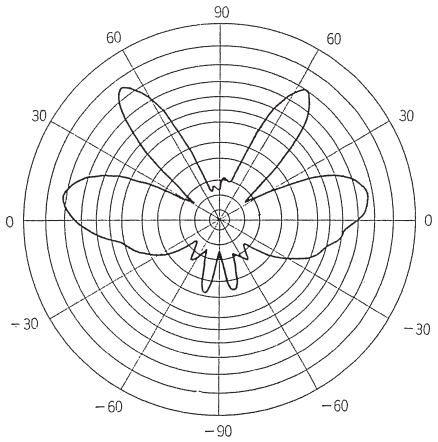
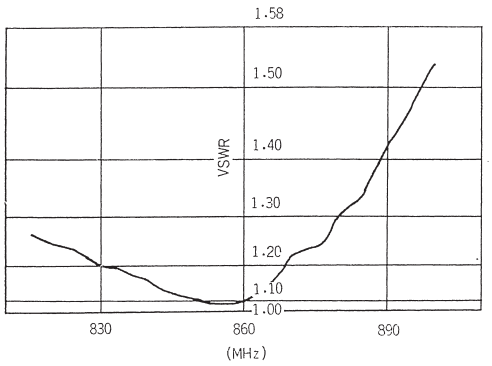
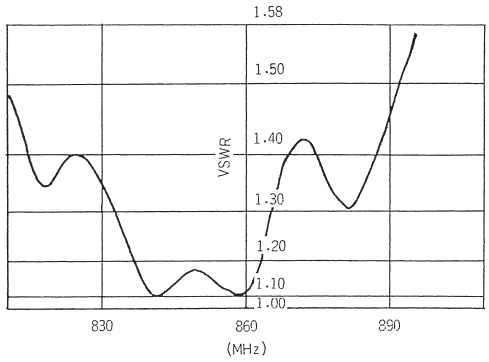


図 39 ルーフトップ形の垂直面内指向性



(a) ルーフトップ形（半波長ダイポール）



(b) リヤフェンダ形（全波長ダイポール）

図 40 空中線電圧定在波比測定例

と思われる.

(3) 電圧定在波比

電圧定在波比の測定例を図40に示す. ルーフトップ形は半波長ダイポールであり所要帯域内では問題ない. リヤフェーダ形は全波長ダイポールを使用しているため, ルーフトップ形に比べて帯域は狭いが, 使用周波数の範囲内で電圧定在波比は約1.5以内を確保できる.

6 むすび

本報告は800 MHz帯を用いた自動車電話方式(MT-800 M方式)の移動機に関し, その設計と試作結果について述べたものである.

移動機は600チャネルの切替機能を有し, 送信出力は5 Wであり, マイクロプロセッサを用いたプログラム論理方式で制御を行い, 発着信は全自動である.

移動機の実用化過程および最終試作において以下に示す主要な成果を得た.

(1) 局部発振器として, 150 MHz帯のVCOを用いたディジタルシンセサイザを開発した. 耐振性向上のためVCOはセラミック基板に薄膜スパイラルコイルを蒸着した構造とし, 振動時においてS/N 35 dB以上が得られるシンセサイザを実現した.

(2) スプリアスの発生を極力抑える周波数構成を確立した. IFは70 MHzが最適であるとの結論を得た. スプリアスふく射は目標値60 dBに対し試作値68 dBと余裕のある値を得た.

(3) 電力増幅器はIC化(トランジスタ3本で構成)した. 自動出力制御を行い周囲温度−20℃〜60℃の範囲で送信出力3.6〜5.8Wと安定な増幅器を実現した.

(4) 局発の基準水晶には温度補償形水晶を採用し, 周辺温度−20℃〜+60℃で周波数偏差は目標値$\pm 2.5\times 10^{-6}$に対し試作値$\pm 1.5\times 10^{-6}$以内という安定な値を得た.

(5) 無線回線の制御信号には0.3 kb/sのスプリットフェーズ信号を採用した. 変調回路の簡易化のため, スプリットフェーズ信号を音声用の位相変調器を用いて等価的にFM変調する方法を提案し, 回路構成を確立した.

(6) 送信波が受信部へ与える影響を明らかにし送受分波器の設計法を確立した. 送信時の受信感度劣化は目標値1 dBに対し, 試作値0.5 dB以下と設計目標を満たす送受分波器を実現した.

(7) 制御の安定性, 確実性を確保するため制御信号の誤り制御, フェージング対策, 干渉妨害対策等の技術を確立した.

(8) 回路の簡易化, 小形化, 低消費電流化をはかり, 体積7000 cc, 重量10 kgまた消費電流は待受け時0.9 A以下, 送信時3.6 A以下と車載に適した移動機を実現した.

(9) 現場試験において移動機の機能は要求どおりであることを確認した.

(10) 信頼性に関しては試作台数が少ないため, 使用部品数からしか推定し得なかったが, 環境係数を2.5としてMTBFは約1万時間である.

以上示したように, 自動車電話方式用として商用に供し得る移動機の設計法および製造技術を確立した. 今後さらに経済化を進めるとともに, 簡易なダイバーシチについて検討する必要があろう.

謝辞

本研究を進めるにあたり, ご指導いただいた渡辺前複合伝送研究部長, 複合伝送研究部岩橋統括調査役, 移動通信研究室伊藤室長, 横須賀電気通信研究所鎌田研究専門調査役ならびにご協力いただいた移動通信研究室の皆様に深謝いたします. また, 試作を担当していただいた, 日本電気株式会社移動無線事業部および松下通信工業株式会社電波事業部の関係各位に感謝の意を表します.

文献

(1) 森永…新公衆移動通信方式, 信学会通信方式研究会資料, CS-69-10, 1969.
(2) 奥村・大森他:陸上移動無線における伝ぱん特性の実験的研究, 通研実報, **16**, No. 9, p. 1705, 1967.
(3) 荒木:全地域移動通信方式の基本的諸問題, 通研実報, **16**, No. 5, p. 843, 1967.
(4) 渡辺・宮内:自動車電話方式の研究実用化, 通研

実報, **26**, No. 7, p. 1813, 1977.
(5) 伊藤・松坂：自動車電話方式の概要, 通研実報, **26**, No. 7, p. 1821, 1977.
(6) 鎌田・吉川・坂本：自動車電話無線方式, 通研実報, **26**, No. 7, p. 1837, 1977.
(7) 岩沢・代田：シンセサイザ方式多チャネル切替移動無線機, 信学会全大, No. 1184, 1969.
(8) 清水・岡坂他：移動通信におけるデジタル信号の伝送特性, 信学会全大, No. 1471, 1971.
(9) 長津・吉川：自動車電話方式における位置検出, 信学会通信方式研究会資料, CS-72-36, 1972.
(10) 奥村・松坂：大容量広域自動車電話方式の構想, 信学会通信方式研究会資料, CS-71-76, 1971.
(11) 清水・坂本他：大容量自動車電話の制御方式, 信学会通信方式研究会資料, CS-71-78, 1971.
(12) 野村・吉川他：大容量自動車電話の無線方式, 信学会通信方式研究会資料, CS-71-77, 1971.
(13) 駒形・坂本他：自動車電話の総合接続試験, 信学会通信方式研究会資料, CS-72-37, 1972.
(14) 木下・岡坂他：自動車電話における無線機特性とデジタル信号信頼度, 信学会通信方式研究会資料, CS-73-82, 1973.
(15) 佐々木・吉川：自動車電話用シンセサイザ走行試験結果, 信学会全大, No. 1975, 1973.
(16) 鮎ケ瀬・石綿・藤田：自動車電話機の設計, 通研実報, **26**, No. 7, p. 2095, 1977.
(17) 坂本・木下：自動車電話方式の移動機設計, 信学会全大, S 4-9, 1976.
(18) 三石・代田：自動車電話用移動機の環境条件, 信学会全大, No. 1886, 1977.
(19) 坂本・木下他：自動車電話移動機の設計と特性, 信学会通信方式研究会資料, CS-76-163, 1977.
(20) 吉川・佐々木他：自動車電話用移動局無線装置の設計, 通研実報, **23**, No. 8, p. 1681, 1974.
(21) 鎌田・坂本：自動車電話無線回線設計, 通研実報, **26**, No. 7, p. 1855, 1977.
(22) 長津・平出・梅田：自動車電話方式用基地局送受信装置, 通研実報, **26**, No. 7, p. 2037, 1977.
(23) 佐々木・柳沢：自動車電話用移動機の部品, 通研実報, **26**, No. 7, p. 2123, 1977.
(24) 木下：自動車電話用移動機の送信時感度劣化, 信学会全大, No. 1770, 1975.
(25) 吉川・岡坂他：自動車電話無線回線制御, 通研実報, **26**, No. 7, p. 1871, 1977.
(26) 岡坂・吉富他：自動車電話方式用無線制御装置, 通研実報, **26**, No. 7, p. 2067, 1977.
(27) 坂本：自動車電話方式に用いるデジタル制御信号の誤り制御, 信学会通信方式研究会資料, CS-76-4, 1976.
(28) 上西：400 MHz 帯自動車電話方式における自動車用アンテナ, 通研実報, **18**, No. 2, p. 357, 1969.
(29) 三島・恵比根：移動通信における電波到来仰角測定結果, 信学会アンテナ伝播研究会資料, AP-72-57, 1972.

(1977, 4, 11 受付)