

Die Gelsenkirchener Mobilantenne

ARNO WEIDEMANN – DL9AH

Nicht alle Bauformen von Kurzwellen-Mobilantennen sind bei gleicher Länge auch ebenso effektiv. Ausgehend von über 40 Jahren experimentellem Mobilfunk vermittelt der Autor seine Erfahrungen und begründet die von ihm getroffene Wahl.

Etwa 1955 begannen Horst Werner, DJ4KQ, und ich, beide in Gelsenkirchen, nahezu zeitgleich mit der Entwicklung einer Mobilantenne. Zwei Mobilstationen wurden gebaut, seinerzeit mit zunächst kleinen Röhren in der Endstufe. Diese wurden in die jeweiligen Fahrzeuge eingebaut. Allein schon wegen der geringen Leistung von nur etwa 2,5 bis 6 W war es notwendig, die Antenne so effektiv und verlustarm wie möglich aufzubauen. Ausgerüstet mit einem gesunden Basiswissen der Hochfrequenztechnik, aber ohne sich von den zum Teil merkwürdigen Meinungen von einigen Fachbuchautoren beirren zu lassen, wurden die ersten Ver-

suche mit verschiedenen Wendelantennen gemacht. Bei den vielen Vergleichsversuchen zwischen DJ4KQ und DL9AH stellte sich bald heraus, daß ein Antennenstab mit Verlängerungsspule die bessere Lösung war.

Es galt nun, diese Konfiguration zu optimieren und gleichzeitig die „Antenne“ korrekt und dazu komfortabel an den Senderausgang anzupassen. Die vom Verfasser entwickelte Gelsenkirchener Mobilantennenauskopplung [1] erfüllt die Anpassungsforderung auf einfachste und effektivste Art und Weise.

Es erscheint sinnvoll, die damaligen Erkenntnisse zur Optimierung des Anten-

nensystemwirkungsgrades noch einmal zusammenzufassen und auf den heute üblichen 50- Ω -Ausgang von Transistorendstufen zu erweitern.

■ Gelsenkirchener Besonderheiten

Wie kann man sich nun eine Mobilantenne im allgemeinen, und die „Gelsenkirchener Mobilantennenauskopplung“ im besonderen vorstellen? Grundsätzlich hat jede Antenne die Aufgabe, die vom Sender gelieferte Hochfrequenzleistung in den Raum abzustrahlen. Bei Experimenten auf 80 m zeigte sich, daß zumindest für Mobilantennen die in der Literatur häufig anzutreffende Betrachtungsweise, wonach der Antennenteil mit dem größten Stromfluß hauptsächlich für die Abstrahlung verantwortlich sei, nicht zutrifft.

Sorgfältige, monatelange Versuchsreihen mit zwei Fahrzeugstationen gleicher Leistung ergaben, daß die Nutzfeldstärke am Empfangsort in dem Maße stieg, in dem sich die Stablänge oberhalb der Antennenspule vergrößerte. Andererseits sank die Feldstärke am Empfangsort, wurde die

Spule bei gleicher Gipfelhöhe von etwa 3,80 m so in den oberen Teil verlagert, daß die Stablänge über der Spule nur noch 50 cm betrug.

Ferner war zu beobachten, daß die Spannung auf dem Strahleroberteil bei der letztgenannten Anordnung, in der Literatur auch als „top loading system“ bekannt, sehr hohe Werte annahm. Alle diese Versuche erfolgten mit möglichst verlustgleicher Resonanzkorrektur.

Bei der in der Praxis effektivsten Lösung, Spulenunterkante 10 bis 15 cm oberhalb der Metallteile des Fahrzeuges, Strahler 2,5 m lang und etwa 12 mm im Durchmesser, wurde die Spannung auf dem strahlenden Stab hinter der Antennenspule zu ungefähr 5700 V gemessen. Die abgestrahlte Leistung betrug dabei etwa 180 W.

Alle möglichen rechnerischen Überlegungen ließen sich zuletzt in eine recht einfache, wenn auch nicht immer übliche Betrachtungsweise zusammenfassen: Wird eine elektrische Leistung von 180 W, von

einem Strahler, auf dem 5700 V stehen, in den Raum abgestrahlt, so verhält sich dieser Raum in seiner Wirkung wie ein parallel zu sehender Ersatzwiderstand, der sich nach der auch sonst in der gesamten Elektrotechnik gültigen Beziehung $R = U^2/P$ errechnen läßt (Bild 1). Im vorliegenden Fall wird $R_L = 5700^2 \text{ V}^2 / 180 \text{ W} = 180 \text{ k}\Omega$. Dabei ist R_L der strahlungsbedingte Antennenlastwiderstand.

Diesen galt es nun, möglichst verlustfrei direkt in den Anodenkreis der Senderendstufe zu übertragen. Bei vorliegenden Werten ergab sich nach der Beziehung

$$R_a = \frac{(U_b - U_{a \text{ rest}})}{I_a} \cdot \frac{2}{\pi}$$

für Pentoden im Halbwellen-B-Betrieb (mit U_B = Betriebsspannung, $U_{a \text{ rest}}$ = röhrenabhängige Anodenrestspannung und I_a = Anodengleichstrom) ein Außenwiderstand von 1,2 k Ω . Das notwendige Übertragungsglied mußte demzufolge nach

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{R_L}{R_a}} = \sqrt{\frac{180,5 \cdot 10^3}{1,2 \cdot 10^3}} = 12,3$$

mit R_L = Antennenlastwiderstand (strahlungsbedingt) und R_a = günstigster Außenwiderstand ein Übersetzungsverhältnis \ddot{u} von etwa 12 haben. Das bedeutet, daß sich bei einer gemessenen Strahlerkapazität gegen den Raum von 24 pF in dem nach Bild 2 zu sehenden, vereinfachten Pi-Filter-Ersatzschaltbild die Primär- oder Anodenkapazität C_a aus

$$\ddot{u} = \frac{C_a}{C_{\text{Ant}}}$$

zu 288 pF ergibt.

Bildet der Anodendrehkondensator die Primärkapazität, so kann man jetzt die Resonanz dieses Resonanztransformators, der durch die Antenne selbst dargestellt wird, innerhalb des Bandes vom Sender aus verändern. Die gemessene Bandbreite von etwa 35 kHz auf 80 m mit der gemäß $Q = f_{\text{res}} / B$ resultierenden Antennengüte

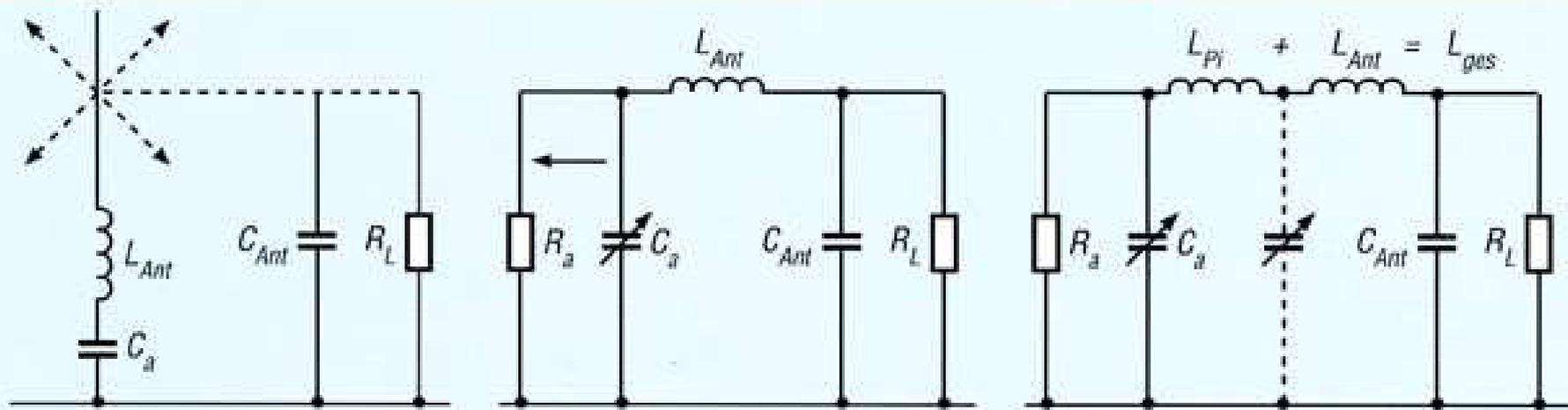


Bild 1: Veranschaulichung des fiktiven Antennenlastwiderstands R_L (strahlungsbedingt, zugeordnet), C_{Ant} – Antennenkapazität, L_{Ant} – Antennenverlängerungsspule (links)

Bild 2: Anpassung des fiktiven Antennenlastwiderstands R_L ; C_{Ant} – Antennenkapazität, L_{Ant} – Verlängerungsspule (Mitte)

Bild 3: Aufteilung der Gesamtinduktivität L_{ges} bei Röhrenendstufen; L_{Pi} – vom Pi-Filter eingebrachte Induktivität

von etwa 100 läßt übrigens interessante Kontrollrechnungen zu.

Die gemessenen Werte auf 40 m, Spannung auf dem Strahler ungefähr 2600 V, Bandbreite um 140 kHz, damit $Q = 50$, und R_L demnach etwa 40 k Ω fördern hier auch wieder die in der Literatur bekannte, wenn auch umgerechnete, quadratische Beziehung der Wirkbelastung in Abhängigkeit von der Frequenz zutage.

Da bei dieser Anordnung keine weiteren Anpassungen notwendig werden sowie keine leistungsverzehrenden Bauteile vorhanden sind, kommt der hohe Wirkungsgrad zustande. Das gleiche Prinzip bleibt erhalten, will man einen kommerziellen, röhrenbestückten Sender oder Transceiver verwenden. Die vom eingebauten Pi-Filter zur Verfügung stehende Induktivität L_{Pi} wird als Teil der Antennenspule mitbenutzt, so daß sich die Antennenverlängerungsspule um diesen Anteil verkleinert (Bild 3).

Selbstverständlich muß der eingebaute Antennen- oder „Load“-Drehkondensator

in die Stellung mit geringster Kapazität gebracht werden, und eventuell zum Antennenausgang parallel liegende Festkondensatoren sind zu entfernen.

Die hier auf eine Röhrenendstufe bezogenen Verhältnisse gelten analog für eine auf 50- Ω -Anpassung festgelegte Transistorendstufe. Ausgehend von dem jetzt nicht mehr 1,2 k Ω , sondern 50 Ω betragenden Außenwiderstand (R_a) muß das Übersetzungsverhältnis entsprechend geändert werden. Es ist also

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{R_L}{R_a}} = \sqrt{\frac{180,5 \cdot 10^3}{50}} = 60.$$

Die dem Ende des Koaxialkabels am Fußpunkt der Antenne parallel zu schaltende Kapazität beträgt somit auf 80 m

$$C_a' = C_{Ant} \cdot \ddot{u} = 1440 \text{ pF.}$$

Bei Frequenzverdopplung halbiert sich C_a' jeweils prinzipiell, z.B. auf etwa 700 pF für 40 m. Diese Werte bedürfen einer Anpassung an individuelle Gegebenheiten (Länge und Dicke des Strahlers, Wickel-

kapazität usw.), um zunächst auf einer Frequenz ein Stehwellenverhältnis von 1:1 zu erreichen; dies ist in jedem Fall möglich. Da ein Transistorgerät im Gegensatz zu einer Röhrenendstufe über keinerlei Abstimmungsvorrichtungen verfügt, muß eine solche geschaffen werden. Es empfiehlt sich, zwischen dem Antennenfußpunkt und dem Innenleiter des Koaxialkabels eine motorangetriebene Rollspule (etwa 5 μ H) zu legen. Mit ihr kann dann bei Frequenzwechsel die Antennenresonanz nachgefahren werden (Bild 4).

Weil auf allen Bändern die volle Strahlerlänge von 2,5 m wirkt, ist auf den höheren Bändern die Abstrahlung so gut, daß bei einer Ausgangsleistung von 200 W und halbwegs durchschnittlichen Bedingungen mühelos DX-Verkehr gelingt.

Bei dem auf 80 m – und bedingt auch noch auf 40 m – recht ungünstigen Verhältnis von Stablänge zu $\lambda/4$ -Strahler ist der Konstruktion der Antennenverlängerungsspule besondere Aufmerksamkeit zu widmen.

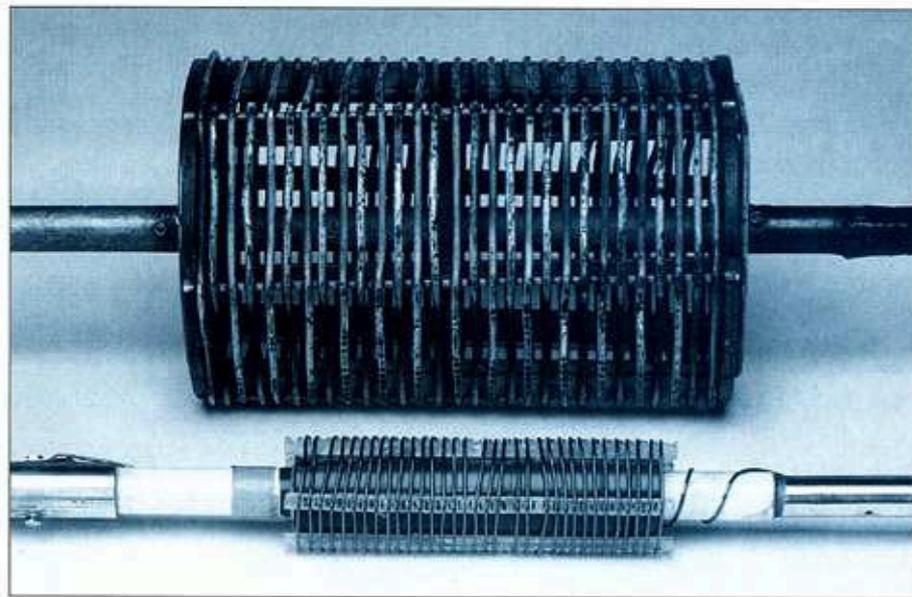
Hier kommt es neben einem geringen ohmschen Verlustwiderstand, den man durch ausreichend dicken Draht in der Hand hat, im wesentlichen auf eine geringe Wickelkapazität an.

Die Minimierung der Wickelkapazität ist tatsächlich sowohl theoretisch als auch praktisch von nahezu dominierender Bedeutung. Daß sie von vielen Fachbuchautoren „vergessen“ wurde, ist erstaunlich, wundert den Verfasser jedoch nicht.

Selbst wenige Picofarad wirken sich hier mit ihrer phasenmäßig unsaubereren Ladung ungünstig aus, da sie bei einem Resonanzgebilde mit einer Gesamtparallelkapazität von nur 22 bis 25 pF bereits einen deutlichen Anteil ausmachen. Kleine Antennenspulen, etwa mit eingedrehten Rillen und noch dazu lackierter Wicklung, können daher dem Verfasser nur noch ein wissendes Schmunzeln abringen.

Will man nicht kostbare HF-Leistung verschenken, bleibt als einzige Konsequenz eine Luftspule mit möglichst großem Windungsabstand übrig. Die beste von etwa

Bild 5:
Mobilantennen-
Verlängerungsspulen
von DL 9 AH;
oben „full-size“-
Ausführung,
unten „lady-like“-
Variante



zehn verschiedenen, vom Verfasser getesteten Spulenformen war eine Stegspule in Kreuzwickeltechnik mit einem Durchmesser von 230 mm. Ein solcher, unter Freunden sogenannter, „kapazitätsarmer Eimer“ war freilich für den normalen Fahrbetrieb zu unförmig.

Er bildete aber die Grundlage für die in Bild 5 oben dargestellte, optisch noch ver-

tretbare Ausführung, die elektrisch fast die gleichen Werte erreicht. Eine Luftspule hat darüber hinaus den Vorteil, daß sie regenunabhängig ist. Dies gilt insbesondere, wenn man jede zweite Windung nach innen eindrückt, so daß sich der Windungsabstand vergrößert und sich selbst dicke Regentropfen nicht zwischen den Windungen halten können.

Auf diese Weise erreicht man ohne großen Aufwand die gewünschte niedrige Wickelkapazität.

Versilberter Draht hat sich auf lange Sicht schlecht bewährt, so daß Kupferlackdraht hier die bessere Wahl ist.

Die Werte aus der Tabelle können natürlich nur Richtwerte sein. Es empfiehlt sich, drei bis fünf Windungen mehr zu wickeln und zuerst evtl. mit einem von unten der Spule genäherten Dipmeter grob vorabzugleichen, wobei der Fußpunkt der Antenne testweise auf kürzestem Wege mit Masse verbunden wird. Der Feinabgleich erfolgt anschließend bei fertig eingebautem Sender bzw. Transceiver.

Wem diese Luftspule zu groß und zu auffällig ist, der kann sich eine kleine, schlanke, „lady-like“-Spule bauen. Sie ist zwar auf dem kritischen 80-m-Band ungefähr 0,6 dB schlechter und kostet außerdem um die 150 DM zusätzlich, fällt aber tatsächlich in der Praxis kaum noch auf. Nur aus diesem Grunde habe ich sie entwickelt.

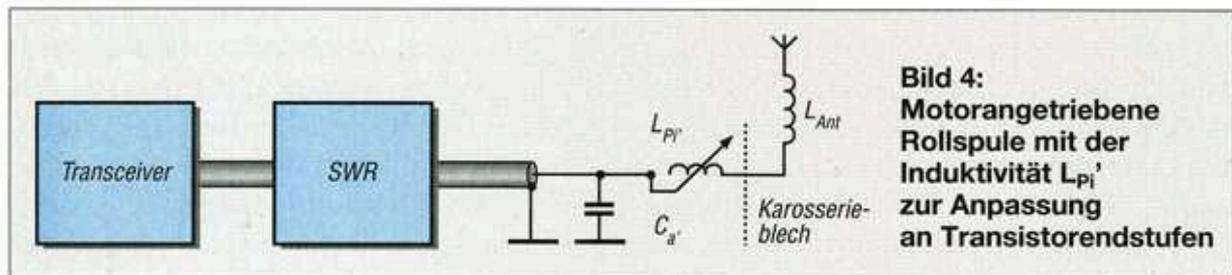


Bild 4:
Motorangetriebene Rollspule mit der Induktivität L_{PI}' zur Anpassung an Transistorendstufen

Genau wie bei der Luftspule, überträgt ein etwa 20 mm dickes Glasfaserrohr, das von oben nach unten mitten durch die Spule verläuft, die mechanischen Kräfte (Winddruck usw.). Auf dieses Rohr werden 12 bis 15 Ferritringkerne 4C6 von Philips geschoben. Da der Innendurchmesser 21 mm beträgt, ist es zweckmäßig, das Rohr vorher dünn mit Klebeband zu bewickeln. Auf diese Ferritsäule werden nun der Länge nach sechs Abstandsstreifen mit einer Höhe von 5 bis 6 mm geklebt. Das ist notwendig, damit die Windungen der Spule nicht direkt auf dem Ferrit aufliegen.

Infolge der hohen Induktion (magnetische Feldliniendichte pro Flächeneinheit) an den beiden Enden des „Ferritstabes“ entstehen sonst Wirbelstromverluste im

Kupferdraht! Aus diesem Grunde sollte dieser Draht (CuL) auch nur einen Durch-

Spulendaten

	80 m	40 m
Durchmesser [cm]	11	11
Spulenlänge [cm]	22	17
Windungszahl (2,2 bis 2,5 mm CuL)	48	24
Induktivität [µH]	62	18

messer von etwa 1,2 mm haben. Um wiederum den mittleren Teil der Spule magnetisch zu entlasten, empfiehlt es sich, im mittleren Drittel die Windungen etwas auseinanderzuziehen (s. Bild 5). Beim ggf. erfolgenden Einschleifen von Führungsrillen für die Windungen sollte das gleiche

beachtet werden. Wegen der endlichen Magnetisierbarkeit (Sättigung) des Ferritmaterials ist eine solche Spule allerdings nur bis 150 W (max. 250 W) HF verwendbar. Bei Philips-4C6-Ringkernen des Typs RCC 36.6/15.6-4C65 beträgt die Windungszahl für 80 m etwa 28, Spulendurchmesser 50 mm vorausgesetzt.

■ Nachbetrachtungen

In bezug auf die niederfrequenten Bänder, z.B. 80 m, trifft man auch heute noch immer wieder auf die Meinung: Die Antenne muß so aufgebaut werden, daß der Strom in der Antenne möglichst groß und der stromführende Teil möglichst lang wird. Nur der Strom strahlt – also muß die Spule nach oben!

Daß das nicht stimmt, haben nicht nur immer wieder nachvollzogene Experimente bewiesen, sondern es läßt sich dies auch leicht theoretisch nachvollziehbar widerlegen. Vermutlich hat jemand in den Anfängen der Mobilantennentechnik versucht, die Antenne in ihrer Nähe mit einer

magnetisch oder auch elektrisch (H- oder E-Feld) wirkenden Meßanordnung zu optimieren. Das ist jedoch nicht der richtige Weg!

In der Tat kommt es darauf an, daß von der zur Verfügung stehenden Hochfrequenzleistung der Energieanteil der abgestrahlten, elektromagnetischen Wellen möglichst groß wird – dies allerdings läßt sich nur im Fernfeld messen.

Man stelle sich eine Verlagerung der Verlängerungsspule in den oberen Teil der Antenne vor: Dadurch steigt nicht nur die Betriebsgüte und damit der Strom im System, sondern der stromführende Teil der Antenne unterhalb der Spule wird länger. Eben dieser Teil der Antenne ist in der unmittelbaren Umgebung wie die Primärwicklung eines Hochfrequenztransformators aufzufassen, so daß sich das elektromagnetische Wechselfeld in der Nähe verstärkt. Folglich zeigt der magnetische Meßindikator mehr an!

In der Tat wird der Energieanteil der elektromagnetischen Wellen für das Fernfeld

dadurch gemindert, daß ein starkes elektromagnetisches Wechselfeld in alle nahe gelegenen verlustbehafteten Medien Energie überträgt, die der Antenne letztlich fehlt. Das gleiche gilt für die extrem hohe Spannung auf dem kurzen Strahler oberhalb der Spule. So werden z. B. die Verschiebestrome im Erdreich größer, was über den Verlustwinkel $\tan \delta$ zu größeren Verlusten führt.

Eine im oberen Antennenteil angebrachte Verlängerungsspule müßte ferner eine erheblich größere Induktivität aufweisen. Das bedeutet mehr Draht und somit über den Verlustwiderstand R_s mehr Verluste. Die Erhöhung des Stroms im System erbrächte ohnehin über $P_{\text{verlust}} = I^2 \cdot R_s$ quadratisch wachsende Verluste.

Aus fahrtechnischen Gründen muß die Spule, z.B. wegen des Winddrucks, mechanisch klein gehalten werden, was zu dünnerem und längerem Draht zwingt und wiederum noch mehr Verluste bedingt. Kleinere Spulen mit darüber hinaus unnötig großer Induktivität implizieren

zwangsläufig eine höhere Wickelkapazität, die ihrerseits zu weiteren, signifikanten Verlusten führt. Der ungünstig steile Erhebungswinkel sei nur noch am Rande erwähnt. Eine solche Anordnung kann nicht erstrebenswert sein. Wie kann man es aber besser machen?

Die Antwort ist einfach: Man muß versuchen, die zur Verfügung stehende HF-Leistung in Form von elektromagnetischen Wellen möglichst vollständig in den Raum abzustrahlen und dabei gleichzeitig die entstehenden Verluste bis auf einen Restwert zu verringern. Das beginnt damit, daß die Längenausdehnung und die Wirkfläche des Strahlers oberhalb der Spule besonders groß zu machen ist.

Während im Standbetrieb der Strahler leicht zu verlängern ist, setzt die Straßenverkehrszulassungsverordnung in § 32.2 der Längenausdehnung nach oben eine Grenze von 4 m. So ergibt sich automatisch der Zwang, die Spule so tief wie möglich anzubringen.

Es bleibt noch die Wirkfläche. Wenn es auch elektrisch gut wäre, so kann man sich

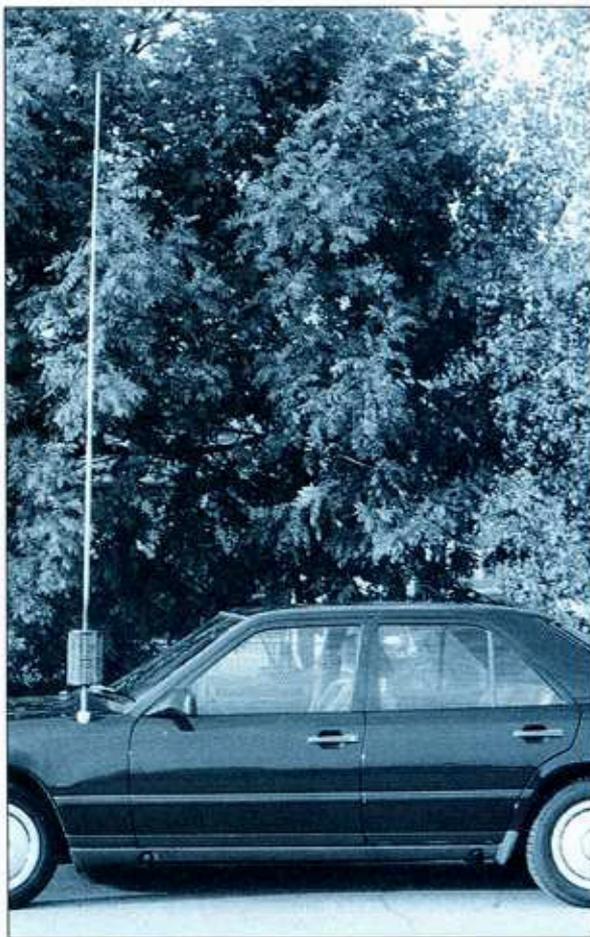


Bild 6: Mobilantenne mit „full-size“-Spule am Wagen des Verfassers Fotos: DL9AH

keinesfalls mit einem ofenrohrdicken Strahler im Straßenverkehr bewegen. Trotzdem ist ein möglichst dicker Strahler anzustreben; eine Glasfaserrute mit einem dünnen eingezogenem Stahldraht verbietet sich von vornherein. Aus dieser Strategie resultiert eine verbesserte Abstrahlung und damit ein geringerer Wirkwiderstand des Raumes R_L gemäß Bild 1, wodurch die Antenne auf „natürliche“ Art und Weise mehr gedämpft wird (Dämpfung d)

$$d = \frac{\omega \cdot L}{R_L} .$$

Das ergibt einen geringeren Strom in der Antenne und demzufolge quadratisch weniger Verluste. Die Betriebsgüte verringert sich. Die Spule am Fußpunkt muß weniger Induktivität aufweisen und kann mechanisch größer ausfallen. Das erbringt trotz der Verwendung dickeren Drahtes eine wesentlich geringere Wickelkapazität und folglich auch erheblich weniger Verluste.

Wir sind bei der Gelsenkirchener Mobilantenne angelangt. Der Strom in der Antenne wird natürlich für die Resonanz-

übertragung gebraucht. Ihn bei immer gleicher zugeführter Leistung in der beschriebenen Art so niedrig wie möglich zu halten und somit die Betriebsbandbreite zu erhöhen, muß das Ziel sein.

Daß der Strom in der Antenne mit seinem elektromagnetischen Wechselfeld nicht „strahlt“, kann man auch der Tatsache entnehmen, daß eine im Stand oberhalb der Spule auf 5 bis 7 m verlängerte Mobilantenne die Rapporte um regelmäßig etwa 10 dB ansteigen läßt (wozu freilich auch der verringerte mittlere Erhebungswinkel beiträgt), obgleich der gemessene Antennenstrom deutlich zurückgeht.

Der Amateurfunk ist ein privat wissenschaftlich orientierter Experimentalfunkdienst. Durch das flächendeckende Vorhandensein von vielen Teststationen ist er u.a. für Antennenexperimente in idealer Weise geeignet. Dies gilt es zu nutzen. Also viel Erfolg beim Experimentieren !